

明 細 書

増幅回路

技術分野

[0001] 本発明は、増幅回路に関し、特に無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する終段の増幅回路に関する。

背景技術

[0002] 無線通信や放送に用いられる送信装置において、近年、デジタル変調信号を送信する場合が多くなっている。これらの信号の多くは多値化が進み振幅方向に情報を載せることが可能になったため、送信装置に用いる増幅回路には線形性が求められている。一方で、装置の消費電力を削減するために、増幅回路には高い電力効率も要求されている。増幅回路の線形性および電力効率を両立させるため、歪み補償や効率改善のための様々な手法が提案されている。従来の増幅回路の方式の1つにLINC (Linear Amplification with Nonlinear Components) 方式と呼ばれるものがある。この方式では、送信信号を2つの定包絡線信号に分岐し、電力効率が高い非線形増幅器で増幅した後に合成することで、線形性および電力効率の両立を図っている。

[0003] ここで、LINC方式を適用した増幅回路の一般例について図1を用いて説明する。図1に示す増幅回路10において、定包絡線信号生成部11では、入力信号 $S(t)$ から、2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ および $S_b(t)$ を生成する。例えば、入力信号 $S(t)$ が次の(式1)で表されたときに各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ を次の(式2)および(式3)とすれば、各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ は、振幅方向が定数となる。

$$S(t) = V(t) \times \cos\{\omega_c t + \phi(t)\} \quad \cdots (式1)$$

ただし、 $V(t)$ の最大値を V_{max} 、入力信号の搬送波の角周波数を ω_c とする。

$$S_a(t) = V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \phi(t)\} \quad \cdots (式2)$$

$$S_b(t) = V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \theta(t)\} \quad \cdots (式3)$$

ただし、 $\phi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ とする。

[0004] 図2は、定包絡線信号の生成動作を、直交平面座標上で、信号ベクトルを用いて

示したものであるが、この図に示すとおりの入力信号 $S(t)$ は、振幅が $V_{\max}/2$ である2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ のベクトル和で表される。

[0005] 再び図1を参照する。2つの増幅器12、13では、2つの定包絡線信号をそれぞれ増幅する。このとき、増幅器12、13の利得を G とすると、増幅器12、13の出力信号は、それぞれ $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ となる。合成部14でこれらの出力信号 $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ を合成すると、出力信号 $G \times S(t)$ が得られる。

[0006] 従来、上記のような増幅回路としては、例えば特許文献1および特許文献2に記載されたものがある。このLINC方式を実現するための、増幅回路のより具体的な構成例を図3に示す。図3に示す増幅回路10aにおいて、定包絡線信号IQ生成部15で、ベースバンド帯の入力信号 S_i 、 S_q から直交復調後に定包絡線信号 S_a 、 S_b となるベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} をデジタル信号処理により生成し、各ベースバンド信号をD/A変換器16a、16b、16c、16dによりアナログ信号に変換した後、2つの直交変調器を有する直交変調部17で直交変調して2つの定包絡線信号 S_{aif} 、 S_{bif} を得る。そして、ミキサ21a、21bにて各信号を局部発振器22から供給されたローカル信号と混合することで周波数変換を行い、搬送波周波数に変換された信号 S_{arf} 、 S_{brf} を得る。そして、増幅器12、13での最終増幅および合成部14での合成が行われ、この結果、出力信号が得られる。

特許文献1:特公平6-22302号公報

特許文献2:特開平8-163189号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0007] しかしながら、上記従来の増幅回路においては、ミキサ21a、21bで周波数変換を行う際に、ミキサ21a、21bで使用するローカル信号の漏れが発生することがある。漏れたローカル信号は、通信品質に悪影響を与え得るスプリアス成分となってしまう。

[0008] ローカル信号の漏れを抑圧するための手法として例えばフィルタを用いるものが挙げられる。ところが、一般にLINC方式の増幅回路では、元の入力信号は位相変調された2つの定包絡線信号に変換され、処理される信号のスペクトラムは周波数方向において広がる。このため、フィルタによるローカル信号の漏れを抑圧を行うと、変調

情報が失われ、送信信号の歪みが大きくなってしまい、その通信品質を劣化させてしまうという問題があった。

[0009] 本発明の目的は、通信品質を向上させることができる高電力効率の増幅回路を提供することである。

課題を解決するための手段

[0010] 本発明の増幅回路は、所定の位相をそれぞれ有する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の周波数変換に用いられる第1ローカル信号および第2ローカル信号を生成する生成手段と、生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号を用いて第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を周波数変換する周波数変換手段と、周波数変換される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を増幅する増幅手段と、増幅される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を合成する合成手段と、を有する増幅回路であって、前記第1ローカル信号および前記第2ローカル信号は、互いに 180° の位相差を有する構成を採る。

発明の効果

[0011] 以上説明したように、本発明によれば、通信品質を向上させることができる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]従来の増幅回路の構成の一般例を示す図

[図2]従来の増幅回路の動作を直交平面座標上で示したベクトル図

[図3]従来の増幅回路のより具体的な構成例を示す図

[図4]本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図5A]本発明の実施の形態1に係る各定包絡線信号の移相処理を表すベクトル図

[図5B]本発明の実施の形態1に係るローカル信号の移相処理を表すベクトル図

[図5C]本発明の実施の形態1に係る合成後の信号を表すベクトル図

[図6]本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図7]本発明の実施の形態3に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図8]本発明の実施の形態4に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図9]本発明の実施の形態5に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図10]本発明の実施の形態6に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図11]本発明の実施の形態7に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図12]本発明の実施の形態8に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図13]本発明の実施の形態9に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図

[図14]本発明の実施の形態10に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図15]本発明の実施の形態10に係る増幅回路の各処理段で得られる信号の波形を示す図

[図16]本発明の実施の形態11に係る増幅回路の構成を示すブロック図

[図17]本発明の実施の形態12に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図

発明を実施するための最良の形態

[0013] 以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて詳細に説明する。

[0014] (実施の形態1)

図4は、本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。

[0015] 図4に示す増幅回路100は、定包絡線信号生成部101、2つの移相器102a、102b、2つのミキサ103a、103b、2つの増幅器104a、104b、合成回路105、局部発振器106および2つのローカル信号移相器107a、107bを有する。

[0016] また、定包絡線信号生成部101は、定包絡線信号IQ生成部111、4つのD/A(Digital to Analog)変換器112a、112b、112c、112dおよび直交変調部113を有する。直交変調部113は、4つのミキサ114a、114b、114c、114d、2つの移相器115a、115bおよび局部発振器116を有する。

[0017] 定包絡線信号生成部101は、ベースバンド帯の入力信号Si、Sqを用いて、ベクトル合成したときに入力信号Si、Sqを所定周波数の搬送波周波数で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号Saifおよび第2定包絡線信号Sbifを生成し、2つの移相器102a、102bにそれぞれ出力する。なお、定包絡線信号生成部101は、例えばASIC(Application Specific Integrated Circuit)やFPGA(Field Programmable Gate Array)といったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

[0018] より具体的には、定包絡線信号生成部101において、定包絡線信号IQ生成部111は、入力信号Si、Sqに対してデジタル信号処理を行い、ベースバンド信号Sai、S

aq、Sbi、Sbqを生成する。定包絡線信号IQ生成部111は、例えばASICやFPGA等のデジタル信号処理回路である。

[0019] D/A変換器112a〜112dは、ベースバンド信号Sai、Saq、Sbi、Sbqをそれぞれデジタルアナログ変換する。D/A変換器112a〜112dは、例えばデジタル信号をアナログ信号に変換するデジタルアナログ変換IC (Integrated Circuit) である。

[0020] 直交変調部113は、アナログ信号に変換されたベースバンド信号Sai、Saq、Sbi、Sbqを直交変調し、第1定包絡線信号Saifおよび第2定包絡線信号Sbifを生成し、移相器102a、102bにそれぞれ出力する。直交変調部113における局部発振器116は、例えば、位相負帰還制御系 (PLL) で制御される電圧制御発振器 (VCO) を用いた周波数シンセサイザ等の発振回路である。また、直交変調部113における移相器115a、115bは、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

[0021] 移相器102aは、直交変調部113からの第1定包絡線信号Saifの位相を $+\alpha^\circ$ 変化させ、移相された第1定包絡線信号Saif'を生成する。移相器102bは、直交変調部113からの第2定包絡線信号Sbifの位相を $+\beta^\circ$ 変化させ、移相された第2定包絡線信号Sbif'を生成する。なお、 $|\alpha - \beta| = 180$ である。また、移相器102a、102bは、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

[0022] ミキサ103aは、移相器102aからの第1定包絡線信号Saif'を、ローカル信号移相器107aからのローカル信号LOaと混合することで周波数変換 (アップコンバート) し、周波数変換された第1定包絡線信号Sarfbを生成する。ミキサ103bは、移相器102bからの第2定包絡線信号Sbif'を、ローカル信号移相器107bからのローカル信号LObと混合することで周波数変換 (アップコンバート) し、周波数変換された第2定包絡線信号Sbrfbを生成する。

[0023] 局部発振器106は、例えばPLLで制御されるVCOを用いた周波数シンセサイザ等の発振回路であり、ローカル信号LOを生成し、ローカル信号移相器107a、107bに出力する。

[0024] ローカル信号移相器107aは、局部発振器116からのローカル信号LOの位相を $-\alpha^\circ$ 変化させ、移相されたローカル信号LOaを生成する。ローカル信号移相器107bは、局部発振器116からのローカル信号LOの位相を $-\beta^\circ$ 変化させ、移相された

ローカル信号LObを生成する。ローカル信号移相器107a、107bは、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

[0025] 増幅器104aは、ミキサ103aからの第1定包絡線信号Sarfを増幅し、合成回路105に出力する。増幅器104bは、ミキサ103bからの第2定包絡線信号Sbrfを増幅し、合成回路105に出力する。増幅器104a、104bは、例えば、FET(Field Effect Transistor)やトランジスタで構成されている。

[0026] 合成回路105は、例えばマイクロストリップラインで構成されたウィルキンソン型合成回路や抵抗合成回路であり、増幅器104a、104bで増幅された第1定包絡線信号Sarfおよび第2定包絡線信号Sbrfを合成することによって、増幅回路100から出力される信号である出力信号Srfを生成する。

[0027] 次いで、上記構成を有する増幅回路100の動作について説明する。ここでは、入力信号S(t)を搬送波周波数 ω_{rf} にて送信する場合について説明する。

[0028] まず、定包絡線信号生成部101で、ベースバンド帯の入力信号Si、Sqから、ベクトル合成したときに入力信号Si、Sqを搬送波周波数 ω_{rf} で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号Saifおよび第2定包絡線信号Sbifを生成し、移相器102a、102bにそれぞれ出力する。入力信号S(t)は、次の(式4)で表される。

$$\begin{aligned} S(t) &= Saif + Sbif \\ &= V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{ift} + \phi(t)) \\ &\quad + V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{ift} + \theta(t)) \quad \dots (式4) \end{aligned}$$

[0029] そして、第1定包絡線信号Saifが入力される移相器102aでは、第1定包絡線信号Saifの位相を $+\alpha^\circ$ 変化させ、第2定包絡線信号Sbifが入力される移相器102bでは、第2定包絡線信号Sbifの位相を $+\beta^\circ$ 変化させる。移相処理後の第1定包絡線信号Saif'および第2定包絡線信号Sbif'は、ミキサ103a、103bにそれぞれ出力される。これらの移相処理は、次の(式5)および(式6)で表される。図5Aは、各定包絡線信号の移相処理を表すベクトル図である。

$$Saif' = V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{ift} + \phi(t) + \alpha) \quad \dots (式5)$$

$$Sbif' = V_{max}/2 \cdot \cos(\omega_{ift} + \theta(t) + \beta) \quad \dots (式6)$$

[0030] また、局部発振器106から出力されるローカル信号LOは、ローカル信号移相器107aにてその移相を $-\alpha^\circ$ 変化され、第1定包絡線信号Saif'が入力されるミキサ103aで使用されるローカル信号LOaとなる。また、ローカル信号LOは、ローカル信号移相器107bにてその移相を $-\beta^\circ$ 変化され、第2定包絡線信号Sbif'が入力されるミキサ103bで使用されるローカル信号LObとなる。生成されるローカル信号LOa、LObはそれぞれ次の(式7)および(式8)で表される。なお、簡単のため、この例でのローカル信号LOの振幅を「1」とする。図5Bは、ローカル信号の移相処理を表すベクトル図である。

$$LOa = \cos(\omega LOt - \alpha) \quad \cdots (式7)$$

$$LOb = \cos(\omega LOt - \beta) \quad \cdots (式8)$$

[0031] そして、ミキサ103aでは第1定包絡線信号Saif'およびローカル信号LOaの混合が行われ、ミキサ103aからは、周波数変換された第1定包絡線信号Sarfbおよびローカル信号LOaの漏れが出力され、増幅器104aに入力される。

[0032] また、ミキサ103bでは第2定包絡線信号Sbif'およびローカル信号LObの混合が行われ、ミキサ103bからは、周波数変換された第2定包絡線信号Sbrfbおよびローカル信号LObの漏れが出力され、増幅器104bに入力される。

[0033] ここで、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbは、それぞれ(式9)および(式10)で表される。

$$\begin{aligned} Sarfb &= V_{\max}/2 \cdot \cos((\omega LO + \omega_{if})t + \phi(t) + \alpha - \alpha) \\ &= V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{rft} + \phi(t)) \quad \cdots (式9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Sbrfb &= V_{\max}/2 \cdot \cos((\omega LO + \omega_{if})t + \theta(t) + \beta - \beta) \\ &= V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{rft} + \theta(t)) \quad \cdots (式10) \end{aligned}$$

[0034] また、ローカル信号LOaの漏れおよびローカル信号LObの漏れは、それぞれ(式11)および(式12)で表される。

$$LOa = \cos(\omega LOt - \alpha) \quad \cdots (式11)$$

$$LOb = \cos(\omega LOt - \beta) \quad \cdots (式12)$$

[0035] そして、増幅器104a、104bでは、入力された信号の増幅を行い、合成回路105に出力する。合成回路105では、入力された信号を合成し出力する。増幅器104a、10

4bのゲインをGとすると、増幅後の第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbはそれぞれ(式13)および(式14)で表される。

$$\text{Sarfb} = G \cdot V_{\text{max}} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rf}} t + \phi(t))) \quad \dots (式13)$$

$$\text{Sbrfb} = G \cdot V_{\text{max}} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rf}} t + \theta(t))) \quad \dots (式14)$$

[0036] また、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbの合成後の信号は、(式1) (式2) および(式3) で示した関係により、次の(式15)で表される。図5Cは、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbの合成後の信号を表すベクトル図である。

$$\begin{aligned} \text{Sarfb} + \text{Sbrfb} &= G \cdot (V_{\text{max}} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rf}} t + \phi(t))) \\ &\quad + V_{\text{max}} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rf}} t + \theta(t)))) \\ &\quad \dots (式15) \end{aligned}$$

[0037] 一方、増幅後のローカル信号LOa、LOBの漏れは、それぞれ(式16)および(式17)で表すとおりである。

$$\text{LOa} = G \cdot \cos(\omega_{\text{LO}} t - \alpha) \quad \dots (式16)$$

$$\text{LOB} = G \cdot \cos(\omega_{\text{LO}} t - \beta) \quad \dots (式17)$$

[0038] また、ローカル信号LOa、LOBの漏れの合成後の信号は、(式18)で表される。

$$\begin{aligned} \text{LOa} + \text{LOB} &= G \cdot \cos(\omega_{\text{LO}} t - \alpha) + G \cdot \cos(\omega_{\text{LO}} t - \beta) \\ &= G \cdot (\cos(\omega_{\text{LO}} t) \cos(\alpha) - \sin(\omega_{\text{LO}} t) \sin(\alpha) \\ &\quad + \cos(\omega_{\text{LO}} t) \cos(\beta) - \sin(\omega_{\text{LO}} t) \sin(\beta)) \\ &= G \cdot (\cos(\omega_{\text{LO}} t) \cdot (2 \cdot \cos((\alpha + \beta) / 2)) \\ &\quad \cdot \cos((\alpha - \beta) / 2)) \\ &\quad - \sin(\omega_{\text{LO}} t) \cdot (2 \cdot (\sin((\alpha + \beta) / 2)) \\ &\quad \cdot \cos((\alpha - \beta) / 2))) \quad \dots (式18) \end{aligned}$$

[0039] 既に述べたとおり、 $|\alpha - \beta| = 180$ であるから、上記の(式18)において $\cos((\alpha - \beta) / 2) = 0$ であり、よって上記(式18)の解は「0」となる。

[0040] 上記の合成回路105の出力信号を見ると、定包絡線信号については、入力信号S(t)がG倍に増幅された信号が搬送波周波数 ω_{rf} にて出力されていることが、(式15

)から分かる。一方、ローカル信号の漏れについては、ミキサ103a、103bからのローカル信号の漏れが合成後に「0」になり合成回路105からは出力されないことが(式18)から分かる。

[0041] このように、本実施の形態によれば、2つの定包絡線信号の周波数変換で使用する2つのローカル信号の位相差を 180° にしておき、周波数変換後に位相が元に戻るようにより位相を変えておくため、合成回路105から出力される信号、すなわち送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、高電力効率で通信品質を向上させることができる。

[0042] なお、本実施の形態では、移相器102a、102bを定包絡線信号生成部101の後段に備えた構成を採っているが、この構成に限定されない。例えば、移相器102a、102bと同様の動作を実行するものを直交変調部113内の局部発振器116の出力に設け直交変調部113で用いるローカル信号の位相を変化するような構成を採っても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0043] また、本実施の形態では、ローカル信号移相器107a、107bを局部発振器106およびミキサ103a、103bの間に配置した構成を採っているが、この構成に限定されない。例えば、ローカル信号移相器107a、107bと同様の動作を実行するものを、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0044] (実施の形態2)

図6は、本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0045] 図6に示す増幅回路200は、図4に示す増幅回路100の定包絡線信号生成部101の代わりに定包絡線信号生成部201を設け、さらに増幅回路100の移相器102a、102bを設けていない構成を採っている。定包絡線信号生成部201は、定包絡線信号生成部101の定包絡線信号IQ生成部111の代わりに定包絡線信号IQ生成部202を設けた構成を採っている。

[0046] 定包絡線信号生成部201は、ベースバンド帯の入力信号 S_i 、 S_q を用いて、ベクトル合成したときに入力信号 S_i 、 S_q を所定の搬送波周波数で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号 S_{aif}' および第2定包絡線信号 S_{bif}' を生成し、ミキサ103a、103bにそれぞれ出力する。なお、定包絡線信号生成部201は、例えばASICやFPGAといったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

[0047] 定包絡線信号生成部201において、定包絡線信号IQ生成部202は、入力信号 $S(t)$ のIQ信号(つまり、入力信号 S_i 、 S_q)に対して、次の(式19)および(式20)で示されかつ直交変調後の第1定包絡線信号 S_{aif}' の位相が $+\alpha^\circ$ 変化したものになるようなデジタル信号処理を行うことによって、ベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} を生成する。また、定包絡線信号IQ生成部202は、入力信号 $S(t)$ のIQ信号に対して、次の(式21)および(式22)で示されかつ直交変調後の第2定包絡線信号 S_{bif}' の位相が $+\beta^\circ$ 変化したものになるようなデジタル信号処理を行うことによって、ベースバンド信号 S_{bi} 、 S_{bq} を生成する。定包絡線信号IQ生成部202は、例えばASICやFPGA等のデジタル信号処理回路である。

$$S_{ai} = ((I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \alpha - (Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \alpha) \quad \dots (式19)$$

$$S_{aq} = ((Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \alpha + (I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \alpha) \quad \dots (式20)$$

$$S_{bi} = ((I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \beta - (Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \beta) \quad \dots (式21)$$

$$S_{bq} = ((Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \cos \beta - (I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \cdot \sin \beta) \quad \dots (式22)$$

ただし、 $\text{SQRT}(x/a^2 - 1)$ は $x/a^2 - 1$ の平方根、 $a^2 = I^2 + Q^2$ 、 x は a の最大値を示す。

[0048] ここで、定包絡線信号IQ生成部202における処理について演算式を用いて詳細に説明する。

[0049] 一般的な定包絡線信号IQ生成部では、上記の特許文献1や特許文献2に示され

るように、元の入力信号 $S(t)$ のIQ信号から第1定包絡線信号 $S_a(t)$ のIQ信号(つまり S_{ai} および S_{aq})および第2定包絡線信号 $S_b(t)$ のIQ信号(つまり S_{bi} および S_{bq})を次の(式23)(式24)(式25)および(式26)によって生成する。

$$S_{ai} = ((I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式23})$$

$$S_{aq} = ((Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式24})$$

$$S_{bi} = ((I + Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式25})$$

$$S_{bq} = ((Q - I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式26})$$

[0050] 第1定包絡線信号 $S_a(t)$ および第2定包絡線信号 $S_b(t)$ はそれぞれ、 S_{ai} および S_{aq} を直交変調したものであり、 S_{bi} および S_{bq} を直交変調したものである。演算式でこれらの関係を示すと次の(式27)および(式28)のとおりとなる。

$$S_a(t) = S_{ai} + j \cdot S_{aq} \dots (\text{式27})$$

$$S_b(t) = S_{bi} + j \cdot S_{bq} \dots (\text{式28})$$

[0051] 上記の $S_a(t)$ の位相を $+\alpha^\circ$ 変化させたものおよび $S_b(t)$ の位相を $+\beta^\circ$ 変化させたものを示す式は下記のとおりである。

$$S_a'(t) = (S_{ai} + j \cdot S_{aq}) \cdot (\cos \alpha + j \cdot \sin \alpha) \dots (\text{式29})$$

$$S_b'(t) = (S_{bi} + j \cdot S_{bq}) \cdot (\cos \beta + j \cdot \sin \beta) \dots (\text{式30})$$

[0052] つまり、(式29)の実部を S_{ai} として選び虚部を S_{aq} として選び直交変調を行えば、直交変調後の信号は第1定包絡線信号の位相を $+\alpha^\circ$ 変化したものとなる。これを示した式が(式19)および(式20)である。同様に、(式30)の実部を S_{bi} として選び虚部を S_{bq} として選び直交変調を行えば、直交変調後の信号は第2定包絡線信号の位相を $+\beta^\circ$ 変化したものとなる。これを示した式が(式21)および(式22)である。

[0053] すなわち、定包絡線信号IQ生成部202において、元の入力信号 $S(t)$ のIQ信号から、上記の(式19)～(式22)の処理を行うことでベースバンド信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ のIQ信号を生成し、直交変調部113にてそれぞれ直交変調を行えば、ミキサ103aに入力される第1定包絡線信号 S_{aif}' は位相が $+\alpha^\circ$ 変化したものとなり、ミキサ103bに入力される第2定包絡線信号 S_{bif}' は位相が $+\beta^\circ$ 変化したものとなり、移相器を用いずとも2つの定包絡線信号の位相を変化させることができる。

[0054] このように、本実施の形態によれば、実施の形態1で説明した移相器102a、102b

が不要となるため、送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、かつ増幅回路200の回路規模の小型化を実現することができる。加えて、移相器を用いず、デジタル信号処理により位相を変化させるため、アナログの移相器に比べ、その位相変化の精度を高くすることができる。

[0055] (実施の形態3)

図7は、本発明の実施の形態3に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0056] 図7に示す増幅回路300は、図4に示す増幅回路100の移相器102aおよびローカル信号移相器107aの代わりに 180° 移相器301および -180° 移相器302を設け、増幅回路100の移相器102bおよびローカル信号移相器107bを設けていない構成を採っている。

[0057] 180° 移相器301は、直交変調部113からの第1定包絡線信号Saifの位相を $+180^\circ$ 変化させ、移相された第1定包絡線信号Saif'を生成する。なお、 180° 移相器301は、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

[0058] -180° 移相器302は、局部発振器106からのローカル信号LOの位相を -180° 変化させ、移相されたローカル信号LOaを生成する。 -180° 移相器302は、例えば、マイクロストリップラインによるハイブリッド移相器である。

[0059] すなわち、本実施の形態の増幅回路300は、実施の形態1の増幅回路100において $\alpha = 180$ 、 $\beta = 0$ とした場合と同様の動作を実行するものである。

[0060] したがって、第1定包絡線信号が通過する経路では、 180° 移相器301にて第1定包絡線信号Saifの位相が $+180^\circ$ 変化し、第1定包絡線信号Saif'がミキサ103aに出力される。そして、ミキサ103aでは、 -180° 移相器302にて位相が -180° 変化されたローカル信号LOaを利用して周波数変換が行われる。この結果、増幅器104aに出力される信号は、位相が元の信号と同じになった第1定包絡線信号Sarfiと、位相が -180° 変化したローカル信号LOaの漏れである。一方、第2定包絡線信号が通過する経路には移相器が設けられていないため、第2定包絡線信号Sbifおよびロ

ーカル信号LOの位相変化量は 0° である。

[0061] 増幅器104a、104bを通過した2つの定包絡線信号は合成回路105によって合成され、増幅された希望の送信信号(出力信号Srf)が出力される。また、ローカル信号の漏れは、ローカル信号LOおよびローカル信号LOaの位相差が 180° であるため、抑圧される。

[0062] このように、本実施の形態によれば、実施の形態1で説明した移相器102bおよびローカル信号移相器107bが不要となるため、送信信号の歪みを増大させることなくローカル信号の漏れの抑圧を行うことができ、かつ増幅回路300の回路規模の小型化を実現することができる。

[0063] なお、本実施の形態では、図4に示す増幅回路100の移相器102aおよびローカル信号移相器107aの代わりに 180° 移相器301および -180° 移相器302を設け、増幅回路100の移相器102bおよびローカル信号移相器107bを設けていない構成について説明したが、増幅回路300の構成はこれに限定されない。例えば、増幅回路100の移相器102bおよびローカル信号移相器107bの代わりに 180° 移相器301および -180° 移相器302を設け、増幅回路100の移相器102aおよびローカル信号移相器107aを設けない構成を採用しても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0064] (実施の形態4)

図8は、本発明の実施の形態4に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0065] 図8に示す増幅回路400は、図4に示す増幅回路100のローカル信号移相器107a、107bの代わりに、可変移相器401a、401bを設けた構成を採っている。

[0066] 可変移相器401a、401bは、ローカル信号LOの位相の変化量を調整する機能を有する点が、ローカル信号移相器107a、107bと異なっている。

[0067] 続いて、上記構成を有する増幅回路400の動作について説明する。

[0068] ローカル信号が通過する2つの経路(つまり、局部発振器106から合成回路105ま

での経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路)の間で、電気長に差がある場合や、各増幅器104a、104bまたはミキサ103a、103bによる位相変化量に差がある場合は、ローカル信号LOaおよびローカル信号LObの漏れの位相差に誤差が発生し、位相差が 180° でなくなる。したがって、可変移相器401a、401bでは、位相変化量の調整を行うことにより位相差の誤差を小さくし、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下を防止することができる。

[0069] このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bでの周波数変換に用いられるローカル信号の位相変化量を調整するため、ローカル信号が通過する経路における電気長差等による位相差の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

[0070] なお、本実施の形態では、可変移相器401a、401bを局部発振器106およびミキサ103a、103bの間に配置した構成について説明しているが、増幅回路400の構成はこれに限定されない。例えば、可変移相器401a、401bと同様の動作を実行するものを、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0071] (実施の形態5)

図9は、本発明の実施の形態5に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0072] 図9に示す増幅回路500は、図8に示す実施の形態4に係る増幅回路400の構成に、信号検出部501、バンドパスフィルタ(BPF)502、ミキサ503、局部発振器504、A/D変換器505、レベル検出部506および位相制御部507を加えた構成を採っている。

[0073] 信号検出部501は、合成回路105の出力信号Srfを検出する。信号検出部501は、例えば、方向性結合器やサーキュレータで実現される。

[0074] BPF502は、信号検出部501での検出信号を帯域制限し、ローカル信号の漏れに相当する成分のみをミキサ503に出力する。ミキサ503は、BPF502で帯域制限され

た信号を局部発振器504によって生成された信号と混合することによって、周波数変換を行う。A/D変換器505は、ミキサ503によって周波数変換された信号をアナログデジタル変換する。

[0075] レベル検出部506は、A/D変換器505によってアナログデジタル変換された信号からローカル信号の漏れのレベルを検出する。レベル検出部506は、例えば、ダイオード検波器やA/D変換器505と共に、ASICやFPGAといったデジタル信号処理回路で実現することができる。位相制御部507は、レベル検出部506によって検出されるレベルが最小となるように、可変移相器401a、401bでの位相変化量の調整を制御する。位相制御部507は、例えば、ASICやFPGAといったデジタル信号処理回路で実現することができる。

[0076] 続いて、上記構成を有する増幅回路500の動作について説明する。

[0077] 増幅回路500では、合成回路105からの出力信号Srfを信号検出部501によって検出する。そして、BPF502で、ローカル信号の漏れ以外の成分を抑圧する。ローカル信号の漏れは、ミキサ503にて周波数変換され、A/D変換器505にてデジタル信号に変換される。そして、レベル検出部506で、デジタル信号になったローカル信号の漏れのレベルを検出し、その検出結果を位相制御部507へ出力する。

[0078] ローカル信号が通過する2つの経路（つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路）の間で、例えば温度等の影響により経時的に位相変化量の変動した場合は、ローカル信号LOaおよびローカル信号LObの漏れの位相差が 180° でなくなり、その誤差の量が変動する。位相差の誤差が発生する場合、誤差がない場合と比べて、ローカル信号の漏れのレベルが合成回路105からの出力後に大きくなる。したがって、位相制御部507では、この漏れのレベルが最小となるように、可変移相器401a、401bによる位相変化量を制御する。

[0079] このように、本実施の形態によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように可変移相器401a、401bによる位相変化量の調整を制御するため、2つの経路を通過したローカル信号の位相差が経時的に変動してもその位相差の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の抑圧量の低下防止を図ることができる。

[0080] (実施の形態6)

図10は、本発明の実施の形態6に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。
なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0081] 図10に示す増幅回路600は、図4に示す増幅回路100のローカル信号移相器107aおよびミキサ103aの間に可変減衰器601aを設け、増幅回路100のローカル信号移相器107bおよびミキサ103bの間に可変減衰器601bを設け構成を採っている。

[0082] 可変減衰器601a、601bは、ローカル信号LOa、LObの振幅(例えば減衰量)を調整してミキサ103a、103bにそれぞれ出力する。

[0083] 続いて、上記構成を有する増幅回路600の動作について説明する。

[0084] ローカル信号が通過する2つの経路(つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路)の間で、減衰量または増幅量に差がある場合、ローカル信号LOaおよびローカル信号LObの漏れの振幅に誤差が生じるため、ローカル信号の漏れの抑圧量が低下することがある。したがって、可変減衰器601a、601bでは、ローカル信号の減衰量の調整を行うことによりローカル信号の漏れの振幅誤差を小さくする。

[0085] このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bでの周波数変換に用いられるローカル信号の振幅(減衰量)を調整するため、ローカル信号が通過する経路における減衰量/増幅量の差によるローカル信号の漏れの振幅誤差を小さくすることができ、ローカル信号の漏れの抑圧量の低下防止を図ることができる。

[0086] なお、本実施の形態では、可変減衰器601a、601bをローカル信号移相器107a、107bおよびミキサ103a、103bの間に配置した構成について説明しているが、増幅回路600の構成はこれに限定されない。例えば、可変減衰器601a、601bと同様の動作を実行するものを、局部発振器106およびローカル信号移相器107a、107bの間に、または、ミキサ103a、103bおよび合成回路105の間に配置したり合成回路105の内部に配置したりしても、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0087] (実施の形態7)

図11は、本発明の実施の形態7に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。
なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0088] 図11に示す増幅回路700は、図10に示す実施の形態6に係る増幅回路600の構成に、実施の形態5で説明した信号検出部501、BPF502、ミキサ503、局部発振器504、A/D変換器505およびレベル検出部506ならびに減衰制御部701を加えた構成を採っている。

[0089] 信号検出部501は、合成回路105の出力信号Srfを検出する。信号検出部501は、例えば、方向性結合器やサーキュレータで実現される。

[0090] 減衰制御部701は、レベル検出部506によって検出されるレベルが最小となるように、可変減衰器601a、601bでの振幅(例えば減衰量)の調整を制御する。減衰制御部701は、例えば、ASICやFPGAといったデジタル信号処理回路で実現することができる。

[0091] 続いて、上記構成を有する増幅回路700の動作について説明する。

[0092] 増幅回路700では、合成回路105からの出力信号Srfを信号検出部501によって検出する。そして、BPF502で、ローカル信号の漏れ以外の成分を抑圧する。ローカル信号の漏れは、ミキサ503にて周波数変換され、A/D変換器505にてデジタル信号に変換される。そして、レベル検出部506で、デジタル信号になったローカル信号の漏れのレベルを検出し、その検出結果を減衰制御部701へ出力する。

[0093] ローカル信号が通過する2つの経路(つまり、局部発振器106から合成回路105までの経路で、ミキサ103aを通過する経路およびミキサ103bを通過する経路)の間で、例えば温度等の影響により経時的に減衰量または増幅量に変動した場合は、ローカル信号LOaおよびローカル信号LObの漏れの振幅に誤差が発生し、この振幅誤差が経時的に変動する。振幅誤差が発生する場合、誤差がない場合と比べて、ローカル信号の漏れのレベルが合成回路105からの出力後に大きくなる。したがって、減衰制御部701では、この漏れのレベルが最小となるように、可変減衰器601a、601bによる振幅(減衰量)を制御する。

[0094] このように、本実施の形態によれば、ローカル信号の漏れのレベルが最小となるように可変減衰器601a、601bによる振幅(減衰量)の調整を制御するため、2つの経路を通過したローカル信号の振幅誤差が経時的に変動してもその振幅の誤差を小さくすることができ、ローカル信号の抑圧量の低下防止を図ることができる。

[0095] (実施の形態8)

図12は、本発明の実施の形態8に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0096] 図12に示す増幅回路800は、図4に示す増幅回路100の移相器102a、102bの代わりに可変移相器801a、801bを設けた構成を採っている。

[0097] 可変移相器801a、801bは、第1定包絡線信号Saifおよび第2定包絡線信号Sbifの位相の変化量を調整する機能を有する点が、移相器102a、102bと異なっている。

[0098] 続いて、上記構成を有する増幅回路800の動作について説明する。

[0099] ミキサ103a、103bで使用される2つのローカル信号LOa、LObは 180° の位相差を持っており、第1定包絡線信号Saif'および第2定包絡線信号Sbif'は、搬送波の周波数に周波数変換された後に元の位相に戻るように予め 180° の位相差を持っている。しかし、周波数変換前段の、定包絡線信号が通過する2つの経路(つまり定包絡線信号生成部101からミキサ103a、103bまでの各経路)の間で、電気長に差がある場合や、各増幅器104a、104bまたはミキサ103a、103bによる位相変化量に差がある場合は、位相差の誤差が周波数変換後も残るため、合成後の送信信号が歪んでしまうことがある。したがって、可変移相器801a、801bでは、位相変化量の調整を行うことにより位相差の誤差を小さくし、合成後の送信信号の歪みを小さくすることができる。

[0100] このように、本実施の形態によれば、ミキサ103a、103bで周波数変換される前の各定包絡線信号の位相変化量を調整するため、定包絡線信号が通過する経路における電気長差等による位相差の誤差を小さくすることができ、合成後の送信信号の歪

みを小さくすることができる。

[0101] なお、本実施の形態では、各定包絡線信号の位相変化量を可変移相器801a、801bによって調整する構成について説明しているが、増幅回路800の構成はこれに限定されない。例えば、実施の形態2で説明したように定包絡線信号生成部201内部で定包絡線信号の位相を変化させる場合は、デジタル信号処理によって位相を変化し調整することによって上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0102] (実施の形態9)

図13は、本発明の実施の形態9に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図である。図13に示す無線送受信装置900は、実施の形態1で説明した増幅回路100と、無線信号を送信および受信するアンテナ901と、アンテナ901を送信と受信とで共用し、増幅回路100の出力信号をアンテナ901に出力し、アンテナ901で受信した信号を無線受信部903に出力するアンテナ共用器902と、アンテナ共用器902の出力信号から希望の受信信号を取り出す回路であって、例えば低雑音増幅器、周波数変換するミキサ、フィルタ、可変利得増幅器およびA/D変換器等で構成される無線受信部903と、音声、映像およびデータ等の信号を無線で送信するための信号に変調し、無線で受信した信号から音声、映像およびデータ等の信号に復調する変復調部904とを有する。

[0103] なお、無線送受信装置900は、増幅回路100を有する代わりに、実施の形態2から実施の形態8でそれぞれ説明した増幅回路200から増幅回路800のいずれかを有する構成を採っても良い。

[0104] 本実施の形態に係る無線送受信装置900は、送信信号の増幅に上記のいずれかの実施の形態で説明した増幅回路を使用する。

[0105] このように、本実施の形態によれば、実施の形態1から実施の形態8のいずれかに記載の作用効果と同様の作用効果を、無線送受信装置900において実現することができる。

[0106] なお、本実施の形態で説明した無線送受信装置900は、無線通信用および放送用のネットワークにて使用される無線基地局装置や通信端末装置に適用することが可能である。

[0107] (実施の形態10)

図14は、本発明の実施の形態10に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0108] 図14に示す増幅回路1000は、図4に示す増幅回路100の定包絡線信号生成部101および合成回路105の代わりに定包絡線信号生成部1001および合成回路1003を有する。また、増幅回路100の移相器102a、102b、ミキサ103a、103b、局部発振器106およびローカル信号移相器107a、107bは、増幅回路1000には設けられていない。

[0109] 定包絡線信号生成部1001は、実施の形態1で説明した直交変調部113の代わりに直交変調部1010を有する。また、 180° 移相器1002をさらに有する。定包絡線信号生成部1001は、例えばASICやFPGAといったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

[0110] 直交変調部1010には、実施の形態1で説明したミキサ114a～114dおよび移相器115a、115bのほかに、局部発振器1011が設けられている。直交変調部1010は、アナログ信号に変換されたベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} を直交変調し、実施の形態1でそれぞれ説明した第1定包絡線信号 S_{arf} および第2定包絡線信号 S_{bif} を生成する。

[0111] 直交変調部1010における局部発振器1011は、例えば、PLLで制御されるVCOを用いた周波数シンセサイザ等の発振回路であり、ローカル信号LOを生成し、移相器115a、115bに出力する。局部発振器1011で生成されたローカル信号LOをミキサ114a～114dでベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} と混合することでベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} は周波数変換される。これにより、ベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} は、搬送波周波数 ω_{rf} を有する第1定包絡線信号 S_{arf} に直接変換され、ベースバンド信号 S_{bi} 、 S_{bq} は、搬送波周波数 ω_{rf} を有する第2定包絡線信号 S_{bif} に直接変換される。生成された第1定包絡線信号 S_{arf} は、実施の形態1で説明した増幅器104aに出力され、生成された第2定包絡線信号 S_{brf} は、 180° 移相器1002に

出力される。

[0112] 180° 移相器1002は、第2定包絡線信号Sbrfの位相を180° 変化させる。180° 移相後の第2定包絡線信号Sbrfは、実施の形態1で説明した増幅器104bに出力される。

[0113] 合成回路1003は、増幅器104a、104bで増幅された第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfのいずれか一方の位相を180° 変化させた上で、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfをベクトル合成する。これによって、増幅回路1000から出力される信号である出力信号Srfを生成する。なお、合成回路1003は、例えばマイクロストリップラインで構成された180° ハイブリッド合成回路またはバランで実現することができる。

[0114] 次いで、上記構成を有する増幅回路1000の動作について説明する。

[0115] まず、定包絡線信号IQ生成部111では、次の(式31)で示される入力信号S(t)から、前述の(式23)～(式26)でそれぞれ示されたベースバンド信号Sai、Saq、Sbi、Sbqを生成する。

$$S(t) = V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{\text{ift}} + \phi(t)) \\ + V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{\text{ift}} + \theta(t)) \quad \cdots (式31)$$

[0116] ベースバンド信号Sai、Saq、Sbi、Sbqは、D/A変換器112a～112dでそれぞれアナログ信号に変換され、直交変調部1010での直交変調により第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfが生成される。なお、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfは、ベクトル合成すると元の信号となる信号である。

[0117] 第2定包絡線信号Sbrfは、180° 移相器1002で180° 移相される。よって、定包絡線信号生成部1001から出力される第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfは、次の(式32)および(式33)で示される。

$$Sarfb = V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{\text{rft}} + \phi(t)) \quad \cdots (式32)$$

$$Sbrf = V_{\max}/2 \cdot \cos(\omega_{\text{rft}} + \theta(t) - 180^\circ) \quad \cdots (式33)$$

[0118] なお、180° 移相器1002での180° 移相は、デジタル信号処理によって実現することもできる。この場合、定包絡線信号IQ生成部111では、次の(式34) (式35) (式36) および(式37)を用いてベースバンド信号Sai、Saq、Sbi、Sbqを生成する。

$$S_{ai} = ((I - Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式34})$$

$$S_{aq} = ((Q + I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1)) \dots (\text{式35})$$

$$S_{bi} = ((Q \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1) - I) \dots (\text{式36})$$

$$S_{bq} = ((I \cdot \text{SQRT}(x/a^2 - 1) - Q) \dots (\text{式37})$$

[0119] 増幅器104a、104bでは、定包絡線信号生成部1001から出力された第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbを増幅する。増幅器104a、104bのゲインをGとすると、増幅後の第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbは、次の(式38)および(式39)で示される。

$$S_{arfb} = G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \phi(t)) \dots (\text{式38})$$

$$S_{brfb} = G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \theta(t) - 180^\circ) \dots (\text{式39})$$

[0120] そして、合成回路1003では、増幅後の第2定包絡線信号Sbrfbの位相を180° 変化させた上で、増幅後の第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbを合成する。合成によって得られる出力信号Srfは、次の(式40)で示される。

$$\begin{aligned} S_{rf} &= G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \phi(t)) \\ &\quad + G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \theta(t) - 180^\circ + 180^\circ) \\ &= G \cdot V(t) \cos(\omega_{\text{rft}} + \phi(t)) \dots (\text{式40}) \end{aligned}$$

[0121] なお、合成回路1003で、増幅後の第1定包絡線信号Sarfbの位相を180° 変化させた上で、増幅後の第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbを合成した場合、合成によって得られる出力信号Srfは、次の(式41)で示される。

$$\begin{aligned} S_{rf} &= G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \phi(t) + 180^\circ) \\ &\quad + G \cdot V_{\max} / 2 \cdot \cos((\omega_{\text{rft}} + \theta(t) - 180^\circ) \\ &= G \cdot V(t) \cos(\omega_{\text{rft}} + \phi(t) - 180^\circ) \dots (\text{式41}) \end{aligned}$$

[0122] ここで、定包絡線信号生成部1001と合成回路1003との間で混入したノイズをSnとする。本実施の形態の増幅回路1000では、合成回路1003でのベクトル合成によって、このノイズSnを打ち消すことができる。式を用いて表すと以下ようになる。

[0123] 第1定包絡線信号Sarfbに飛び込んだノイズをSnaとし、第2定包絡線信号Sbrfbに飛び込んだノイズをSnbとする。ノイズSna、Snbはそれぞれ(式42)および(式43)で

表される。

$$S_{na} = V_n \cdot \cos(\omega n t) \quad \dots (式42)$$

$$S_{nb} = V_n \cdot \cos(\omega n t) \quad \dots (式43)$$

- [0124] 合成回路1003で、ノイズ S_{na} およびノイズ S_{nb} のうちノイズ S_{nb} が 180° 移相された場合、ベクトル合成後の出力信号 S_{rf} に含まれるノイズ成分 S_{nout} は、次の(式44)で表される。

$$\begin{aligned} S_{nout} &= V_n \cdot \cos(\omega n t) + V_n \cdot \cos(\omega n t + 180^\circ) \\ &= 0 \end{aligned} \quad \dots (式44)$$

- [0125] 図15は、増幅回路1000内の各処理段で得られる信号の波形を三角波で示したものである。(a)において実線で示された波形は、定包絡線信号生成部1001から出力された第1定包絡線信号 S_{arf} の波形であり、(a)において破線で示された波形は、ノイズ S_{na} の波形である。また、(b)において実線で示された波形は、定包絡線信号生成部1001から出力された第2定包絡線信号 S_{brf} の波形であり、(b)において破線で示された波形は、ノイズ S_{nb} の波形である。ノイズ S_{na} およびノイズ S_{nb} は同相である。合成が行われるときの各信号波形は、(c)、(d)において示されている。

- [0126] すなわち、(c)において実線で示された定包絡線信号 S_{arf} および破線で示されたノイズ S_{na} は、(a)で示された定包絡線信号 S_{arf} およびノイズ S_{na} が増幅されたものである。一方、(d)において実線で示された定包絡線信号 S_{brf} および破線で示されたノイズ S_{nb} は、(b)で示された定包絡線信号 S_{brf} およびノイズ S_{nb} が増幅されたものであり、且つ、合成回路1003において位相を 180° 回転されたものである。よって、(e)で示される合成後の信号において、ノイズ S_{na} 、 S_{nb} は互いに打ち消し合う。

- [0127] このように、本実施の形態によれば、いずれか一方の位相を 180° 変化させた上で定包絡線信号 S_{arf} 、 S_{brf} を合成すると元の信号が得られるような2つの定包絡線信号 S_{arf} 、 S_{brf} を定包絡線信号生成部1001で生成して、合成回路1003でいずれか一方の位相を 180° 変化させることにより、出力信号 S_{rf} の波形は、元の入力信号 $S(t)$ を増幅したものとなる。また、ノイズ S_{na} 、 S_{nb} を除去することができ、ノイズによる通信品質の劣化を防止することができる。

- [0128] (実施の形態11)

図16は、本発明の実施の形態11に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0129] 図16に示す増幅回路1100は、増幅回路100の定包絡線信号生成部101の代わりに定包絡線信号生成部1101を有する。また、合成回路105の代わりに実施の形態10で説明した合成回路1003を有する。また、増幅回路100の移相器102a、102bおよびローカル信号移相器107a、107bは、増幅回路1100には設けられていない。

[0130] 定包絡線信号生成部1101は、定包絡線信号生成部101の定包絡線信号IQ生成部111、D/A変換器112a～112dおよび直交変換部113のほか、実施の形態10で説明した180°移相器1002を有する。なお、定包絡線信号生成部1101は、例えばASICやFPGAといったデジタル信号処理回路でも実現することができる。

[0131] 上記構成を有する増幅回路1100の動作について説明する。

[0132] まず、定包絡線信号生成部1101において、直交変調部113では、第1定包絡線信号Saifおよび第2定包絡線信号Sbifが生成される。第2定包絡線信号Sbifの位相は、180°移相器1002で180°回転される。第1定包絡線信号Saifはミキサ103aに出力される。移相後の第2定包絡線信号Sbifは、ミキサ103bに出力される。

[0133] ミキサ103a、103bでは、局部発振器106で生成されたローカル信号LOを第1定包絡線信号および第2定包絡線信号Sbifと混合する。これによって第1定包絡線信号および第2定包絡線信号Sbifは周波数変換され、第1定包絡線信号Sarfbおよび第2定包絡線信号Sbrfbが得られる。

[0134] このとき、ミキサ103a、103bの出力において、ローカル信号LOの漏れが発生する。ローカル信号の漏れは、次の(式45)および(式46)で表すことができる。なお、SLO__outaは、第1定包絡線信号Sarfbに含まれる漏れであり、SLO__outbは、第2定包絡線信号Sbrfbに含まれる漏れである。

$$SLO_outa = VLO_out \cdot \cos(\omega nt) \quad \cdots (式45)$$

$$SLO_outb = VLO_out \cdot \cos(\omega nt) \quad \cdots (式46)$$

[0135] 合成回路1003では、増幅器104bから入力された信号の位相を 180° 変化させてから、増幅器104a、104bから入力された信号をベクトル合成する。これによって、合成後の出力信号Srfに含まれるローカル信号LOの漏れは、次の(式47)で表される。

$$\begin{aligned} \text{SLO_out} &= \text{VLO_out} \cdot \cos(\omega nt) \\ &\quad + \text{VLO_out} \cdot \cos(\omega nt + 180^\circ) \\ &= 0 \end{aligned} \quad \dots(\text{式47})$$

[0136] このように、本実施の形態によれば、いずれか一方の位相を 180° 変化させた上で定包絡線信号Sarfb、Sbrfbを合成すると元の信号が得られるような2つの定包絡線信号Sarfb、Sbrfbを定包絡線信号生成部1101で生成して、合成回路1003でいずれか一方の位相を 180° 変化させることにより、出力信号Srfの波形は、元の入力信号S(t)を増幅したものとなる。また、ローカル信号LOの漏れによるスプリアス成分を抑圧することができる。かつ、飛び込みのノイズに対しても実施の形態10と同様に動作するため、抑圧が可能となり通信品質の劣化を防止することができる。

[0137] なお、本実施の形態の増幅回路1100は、実施の形態9で説明した無線送受信装置900に適用することができる。

[0138] (実施の形態12)

図17は、本発明の実施の形態12に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態で説明する無線送受信装置は、実施の形態9で説明した無線送受信装置900と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0139] 図17に示す無線送受信装置1200は、実施の形態10で説明した増幅回路1000と、実施の形態9で説明したアンテナ901、アンテナ共用器902および変復調部904と、無線受信部1201と、を有する。

[0140] 無線受信部1201は、アンテナ共用器902の出力信号から希望の受信信号を取り出す回路であって、例えば低雑音増幅器、周波数変換するミキサ、フィルタ、可変利得増幅器およびA/D変換器等で構成される。

[0141] このように、本実施の形態によれば、実施の形態10に記載の作用効果と同様の作

用効果を、無線送受信装置1200において実現することができる。

[0142] なお、本実施の形態の無線送受信装置1200は、無線通信用および放送用のネットワークにて使用される無線基地局装置や通信端末装置に適用することができる。

[0143] 本明細書は、2003年10月20日出願の特願2003-359440および2004年10月18日出願の特願2004-302792に基づく。これらの内容は全てここに含めておく。

産業上の利用可能性

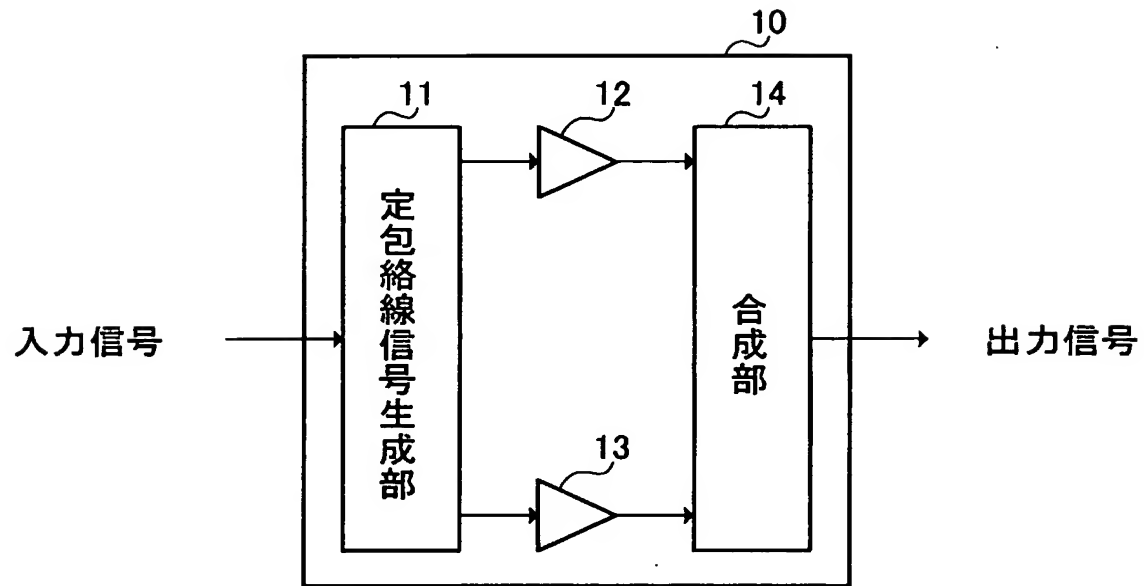
[0144] 本発明の増幅回路は、高電力効率で通信品質を向上させる効果を有し、例えば無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する終段の増幅回路として有用である。

請求の範囲

- [1] 所定の位相をそれぞれ有する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の周波数変換に用いられる第1ローカル信号および第2ローカル信号を生成する生成手段と、
- 生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号を用いて第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を周波数変換する周波数変換手段と、
- 周波数変換される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を増幅する増幅手段と、
- 増幅される第1定包絡線信号および第2定包絡線信号を合成する合成手段と、を有する増幅回路であって、
- 前記第1ローカル信号および前記第2ローカル信号は、互いに 180° の位相差を有する増幅回路。
- [2] 生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の位相を調整するローカル信号位相調整手段をさらに有する請求の範囲1記載の増幅回路。
- [3] 前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、
- 検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号位相調整手段を制御する位相制御手段と、
- をさらに有する請求の範囲2記載の増幅回路。
- [4] 生成される第1ローカル信号および第2ローカル信号の少なくともいずれか一方の振幅を調整するローカル信号振幅調整手段をさらに有する請求の範囲1記載の増幅回路。
- [5] 前記合成手段による合成の結果として得られる出力信号におけるローカル信号の漏れのレベルを検出する検出手段と、
- 検出されるレベルが最小となるように前記ローカル信号振幅調整手段を制御する振幅制御手段と、
- をさらに有する請求の範囲4記載の増幅回路。

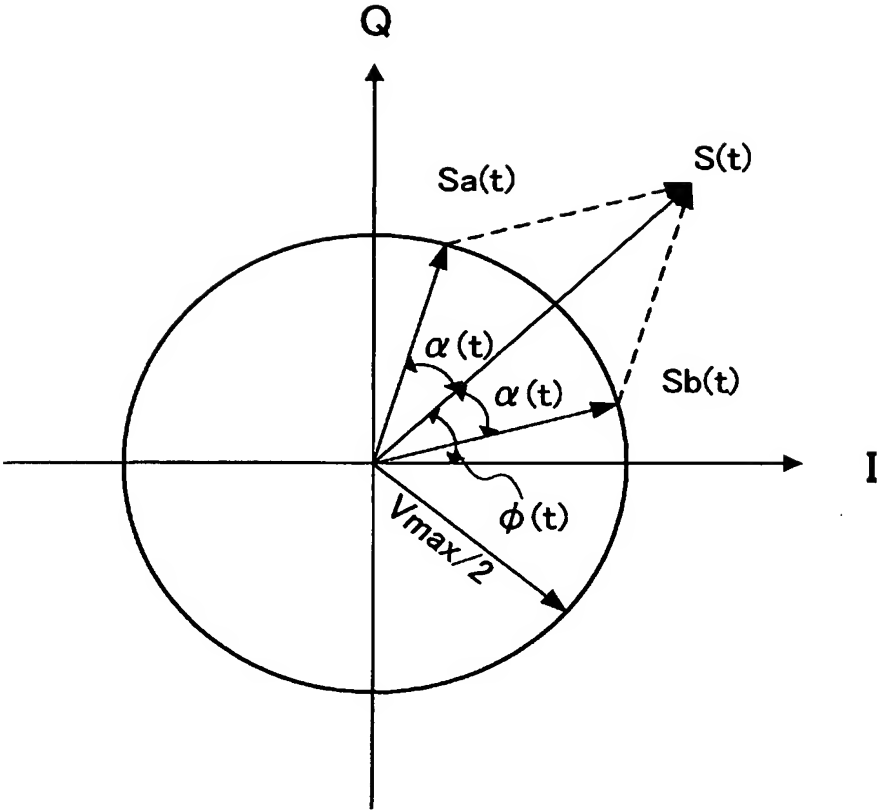
- [6] 周波数変換する第1定包絡線信号および第2定包絡線信号の少なくともいずれか一方の位相を調整する定包絡線信号位相調整手段をさらに有する請求の範囲1記載の増幅回路。
- [7] 請求の範囲1記載の増幅回路を有する無線基地局装置。
- [8] 請求の範囲1記載の増幅回路を有する無線端末装置。

[図1]



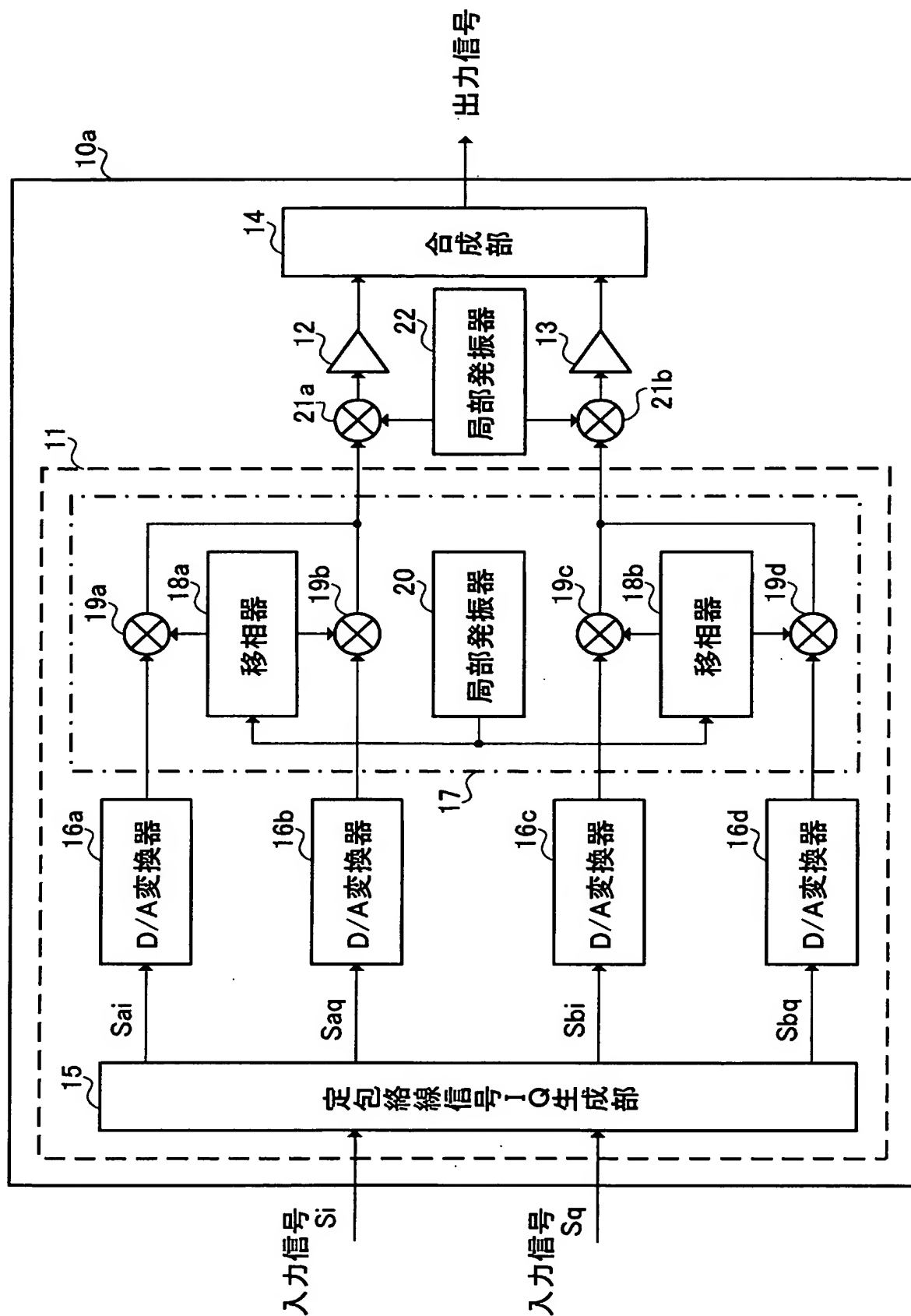
PRIOR ART

[図2]



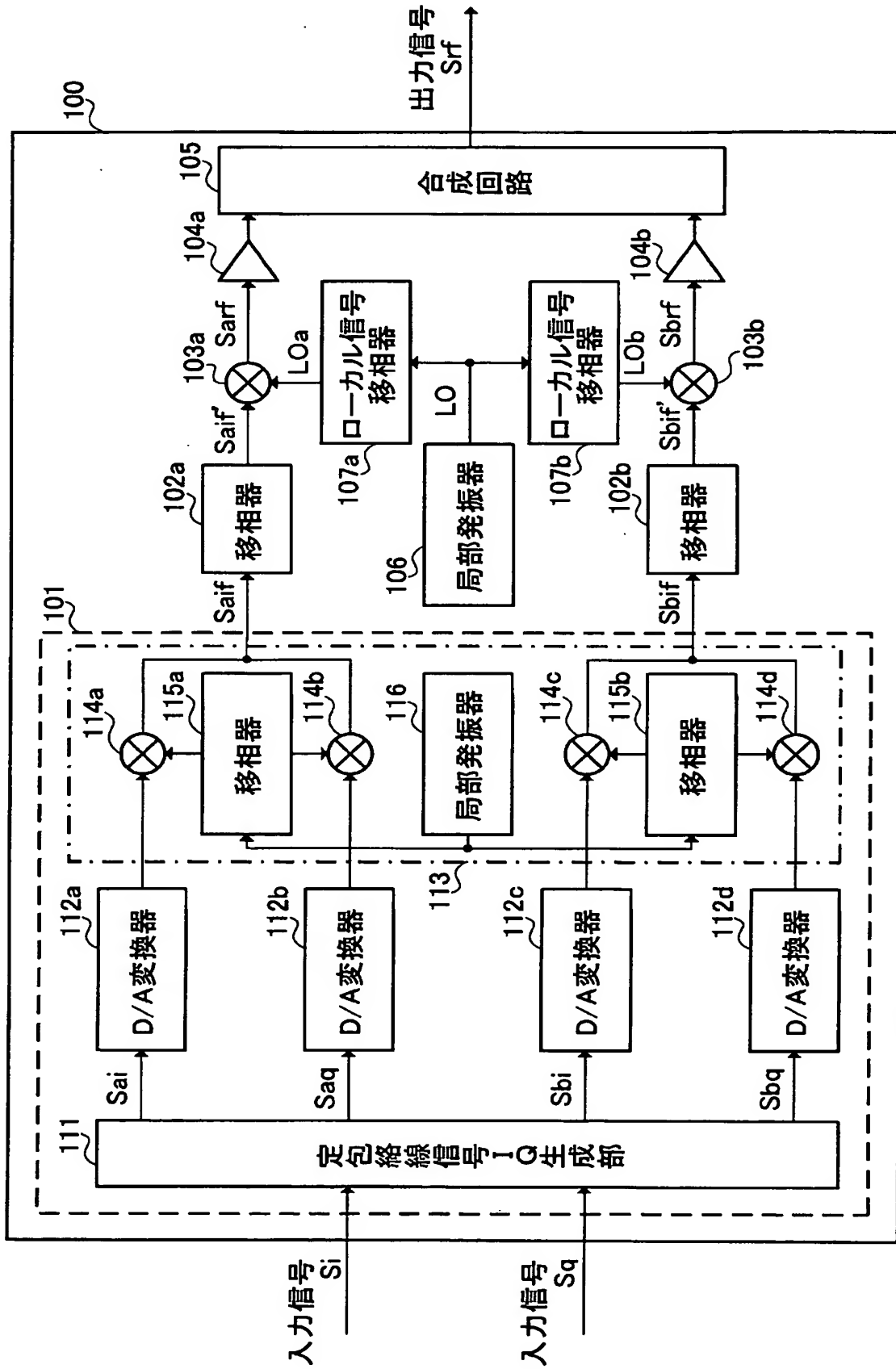
PRIOR ART

[図3]

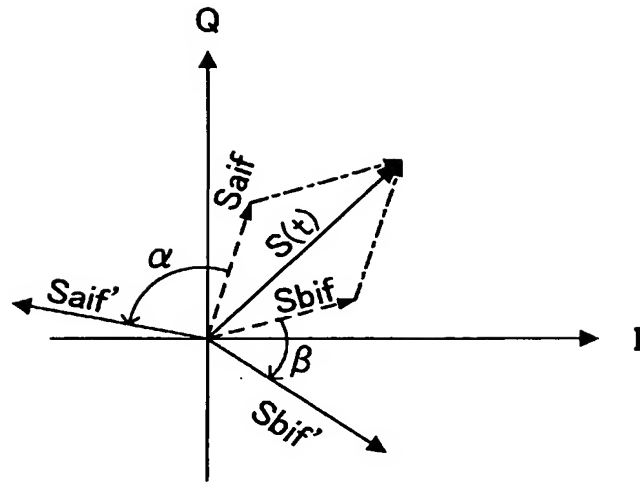


PRIOR ART

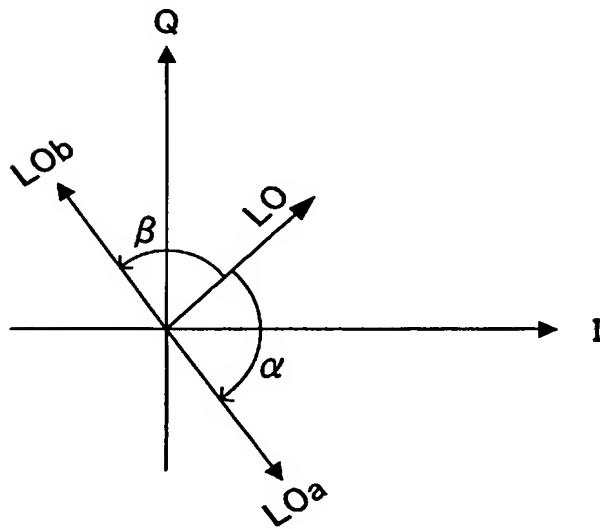
[図4]



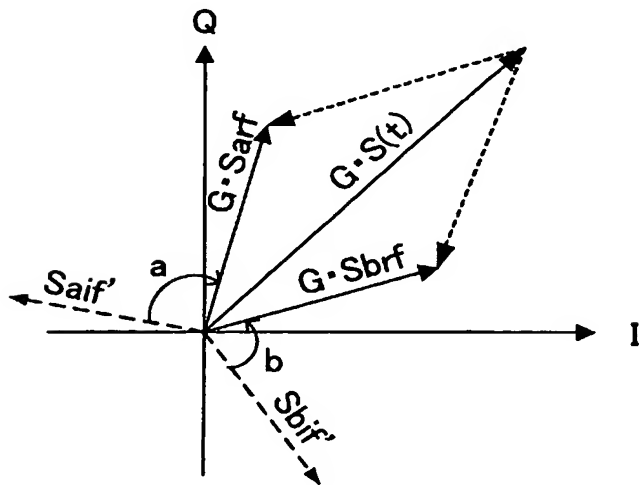
[図5A]



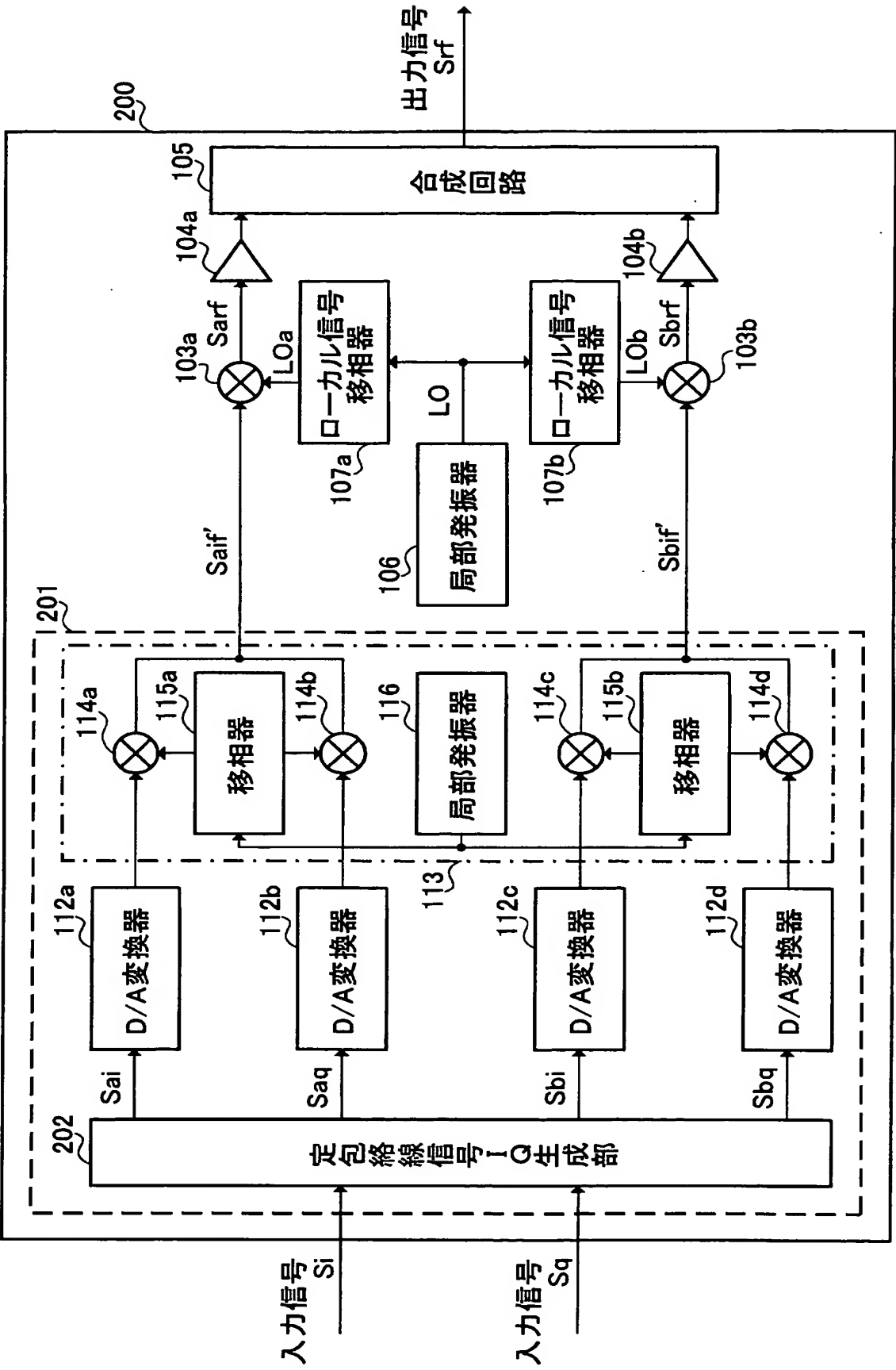
[図5B]



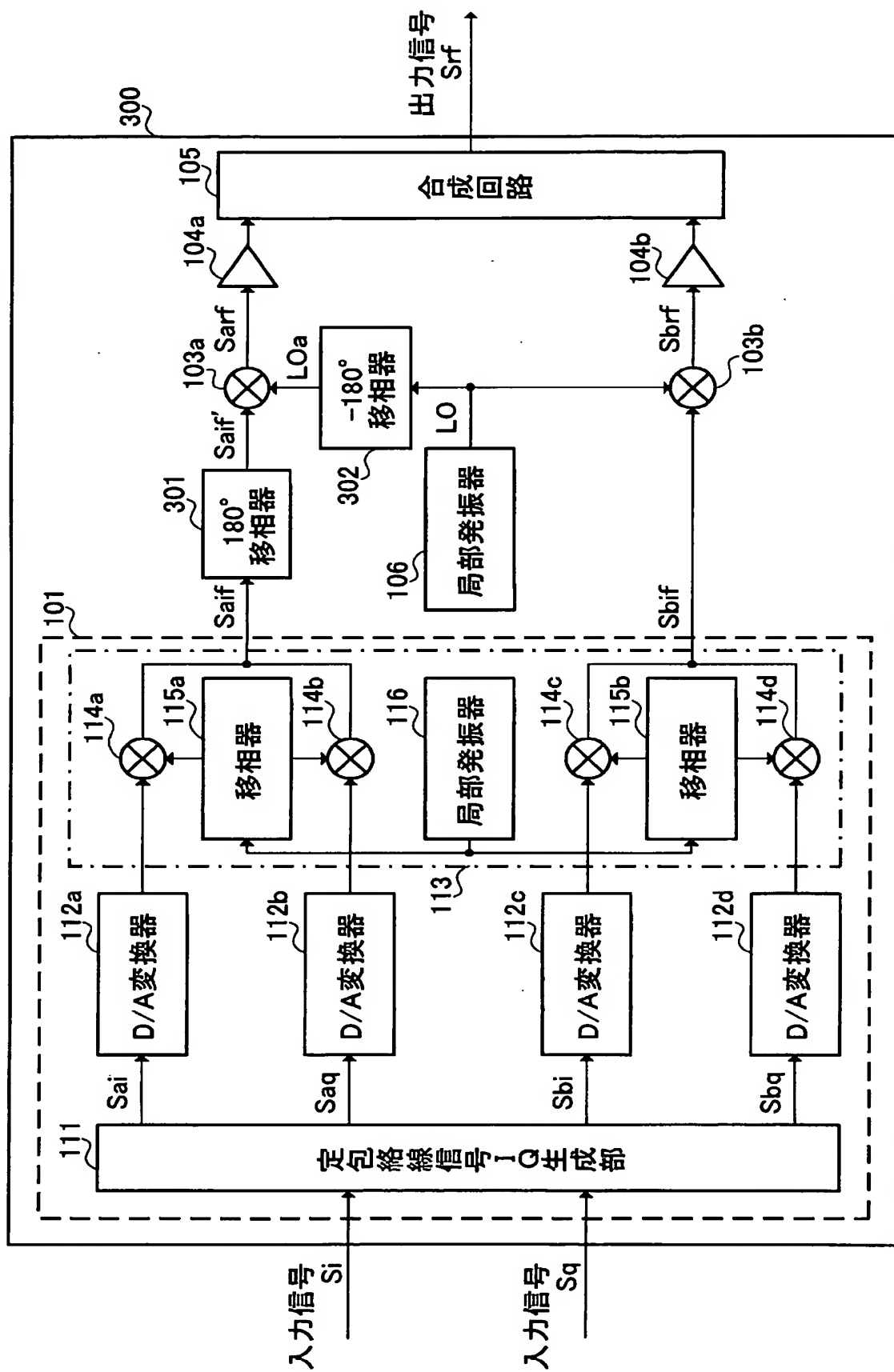
[図5C]



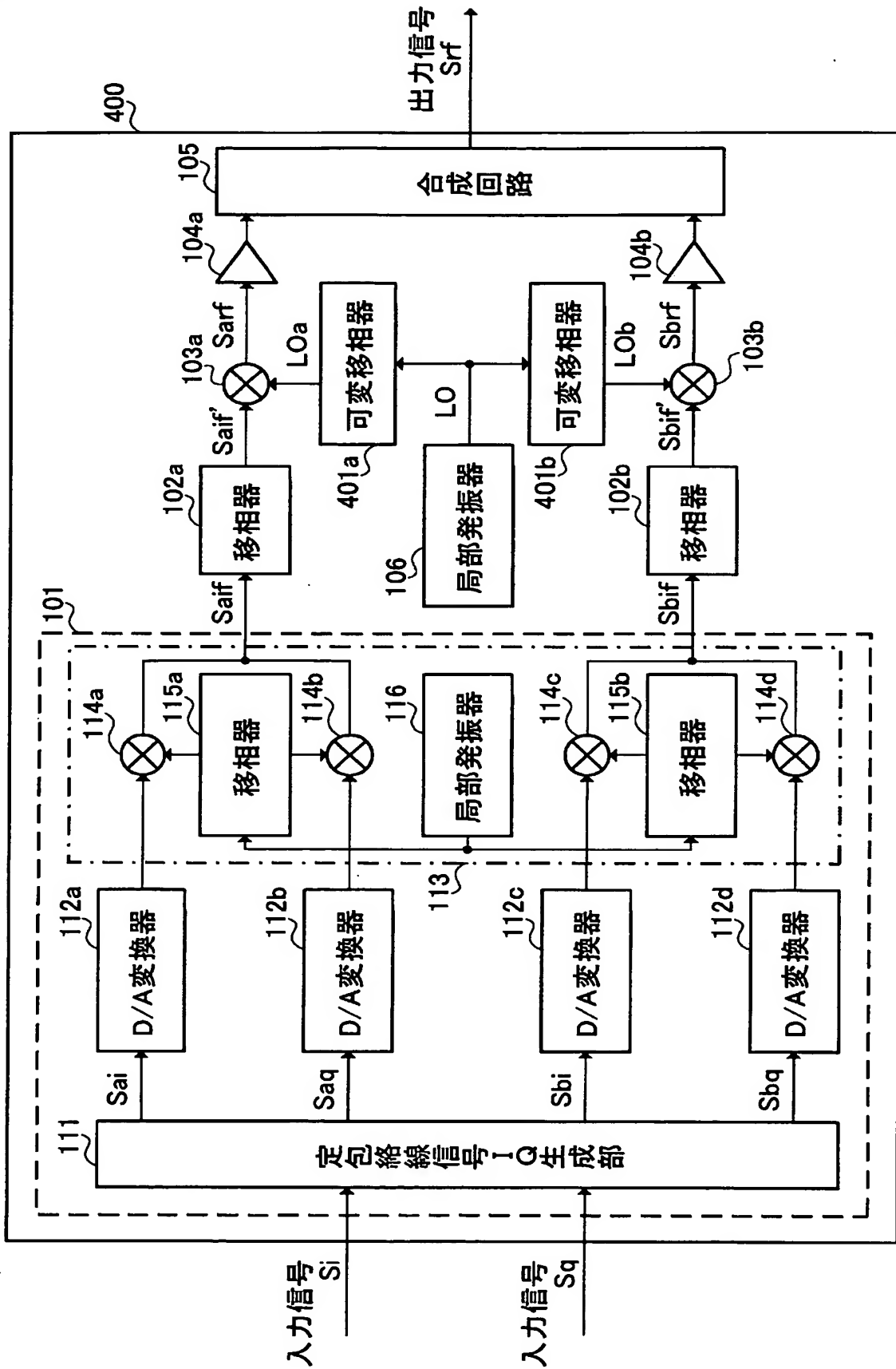
[図6]



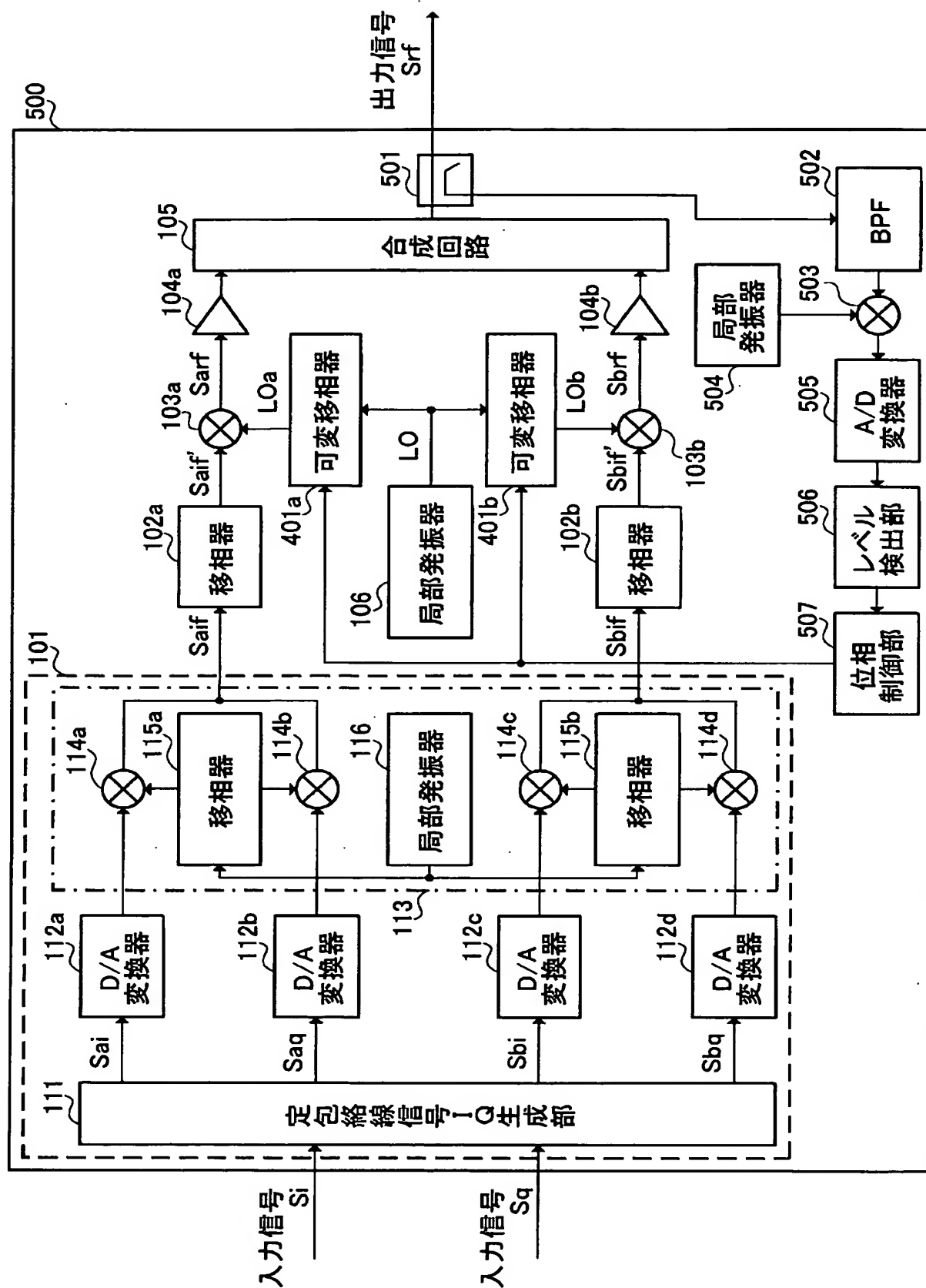
[図7]



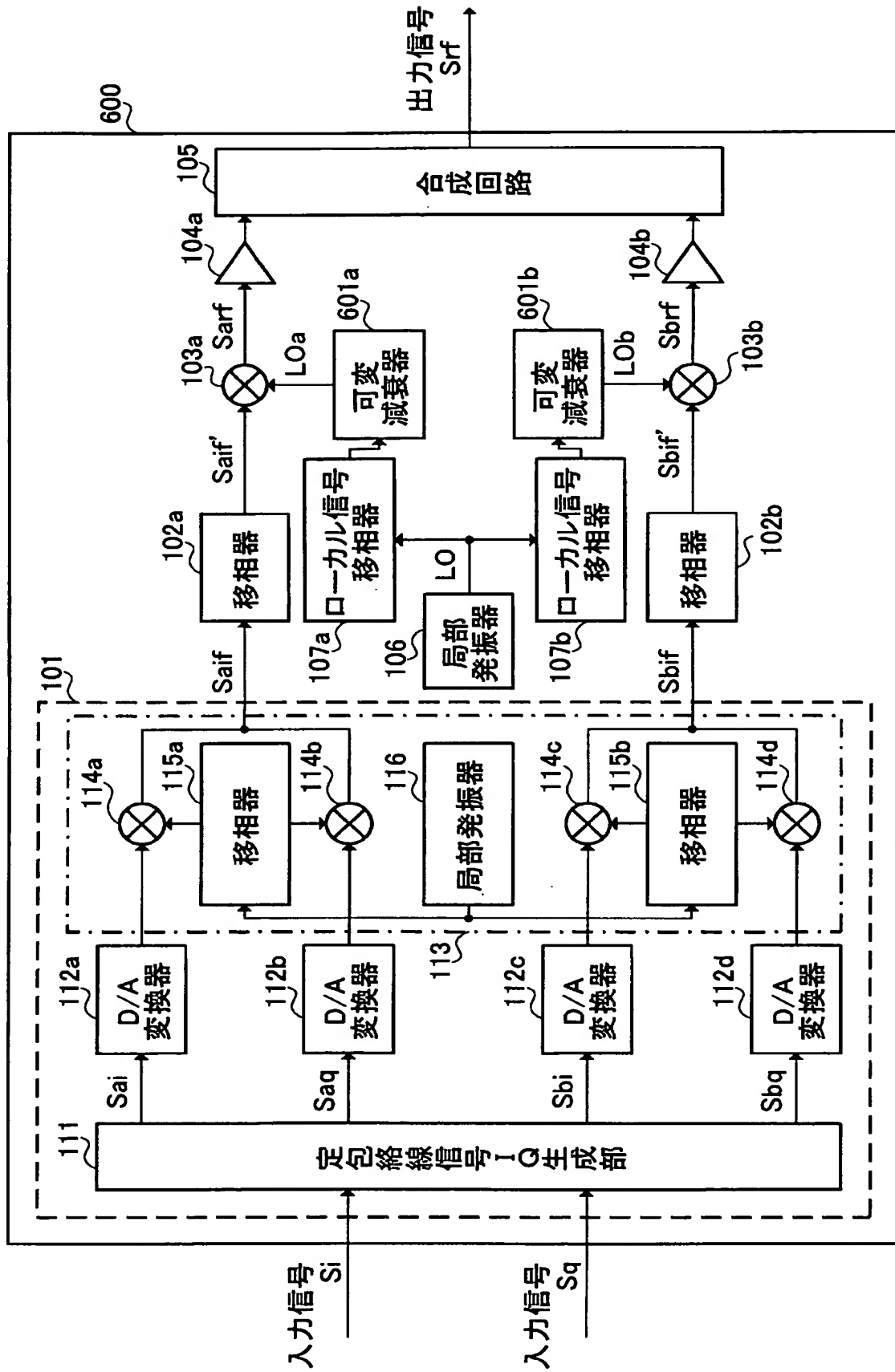
[図8]



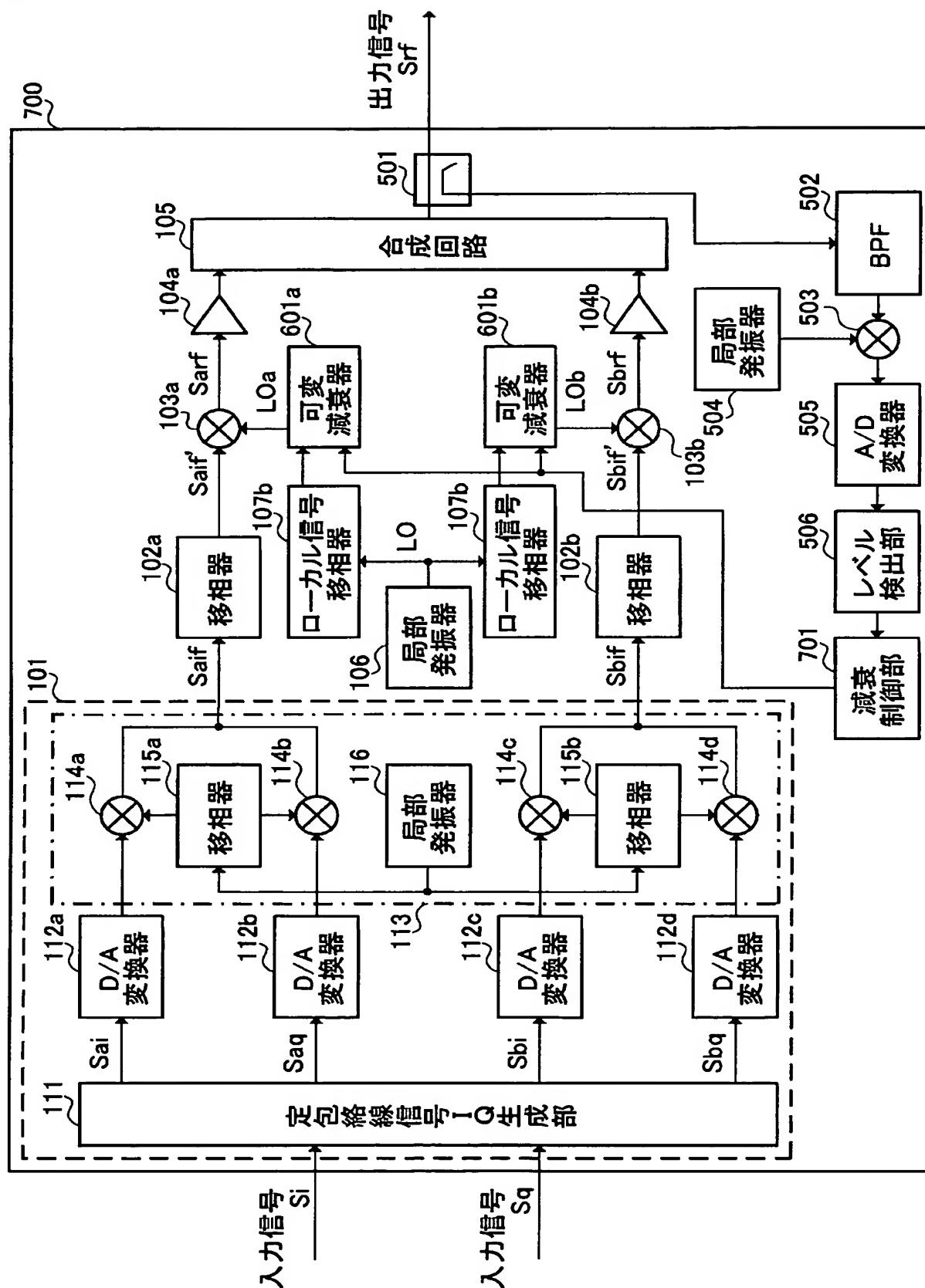
[図9]



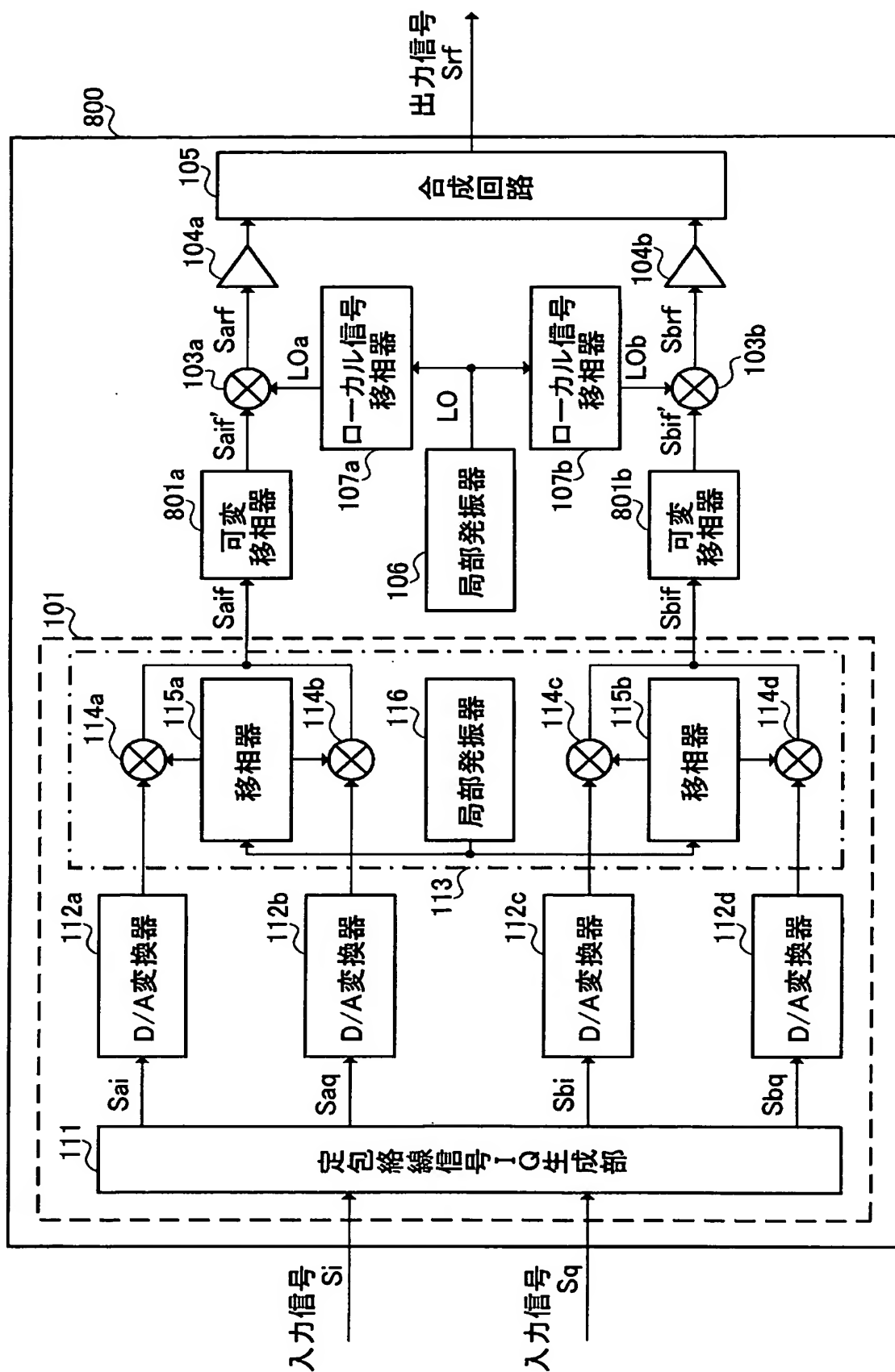
[図10]



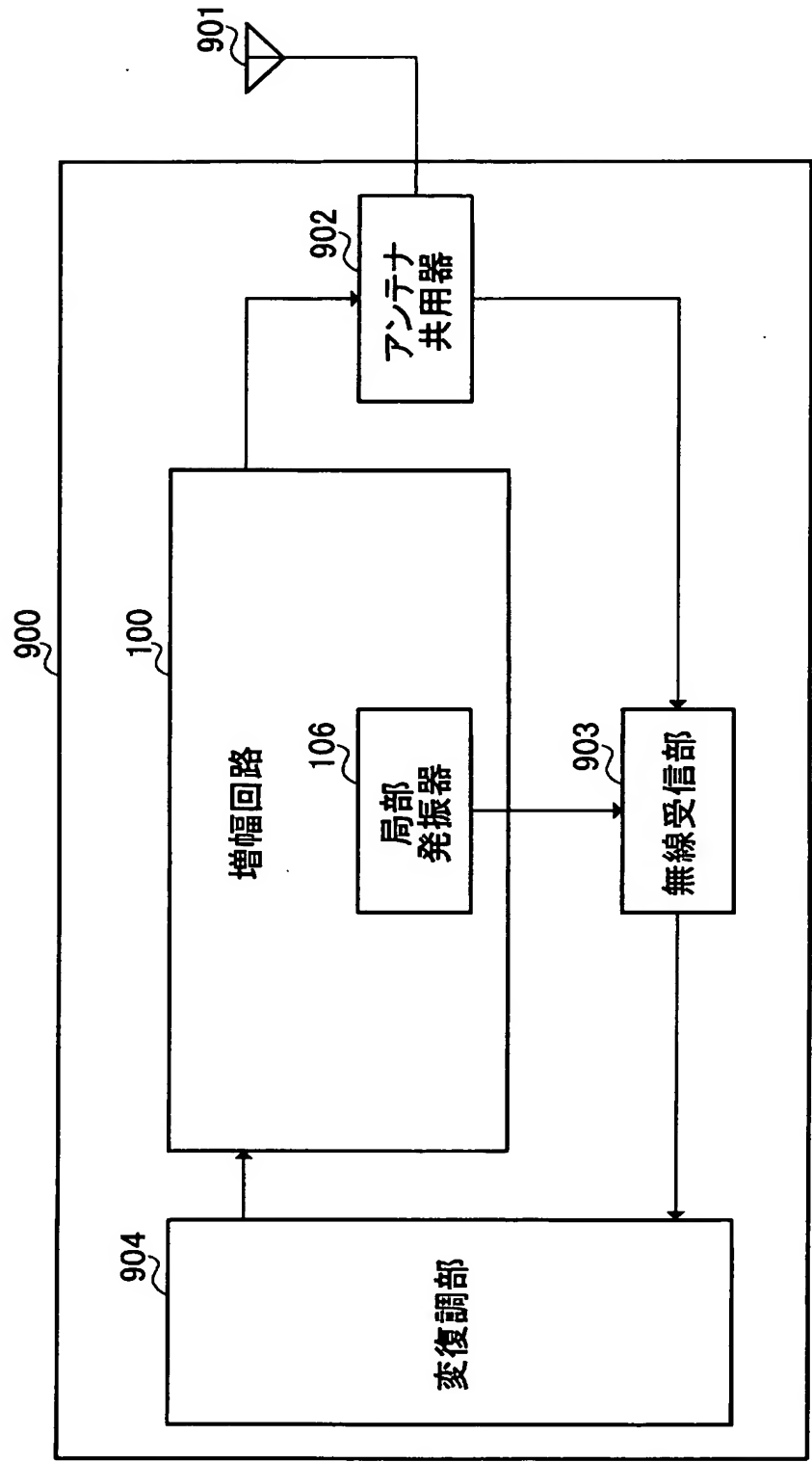
[図11]



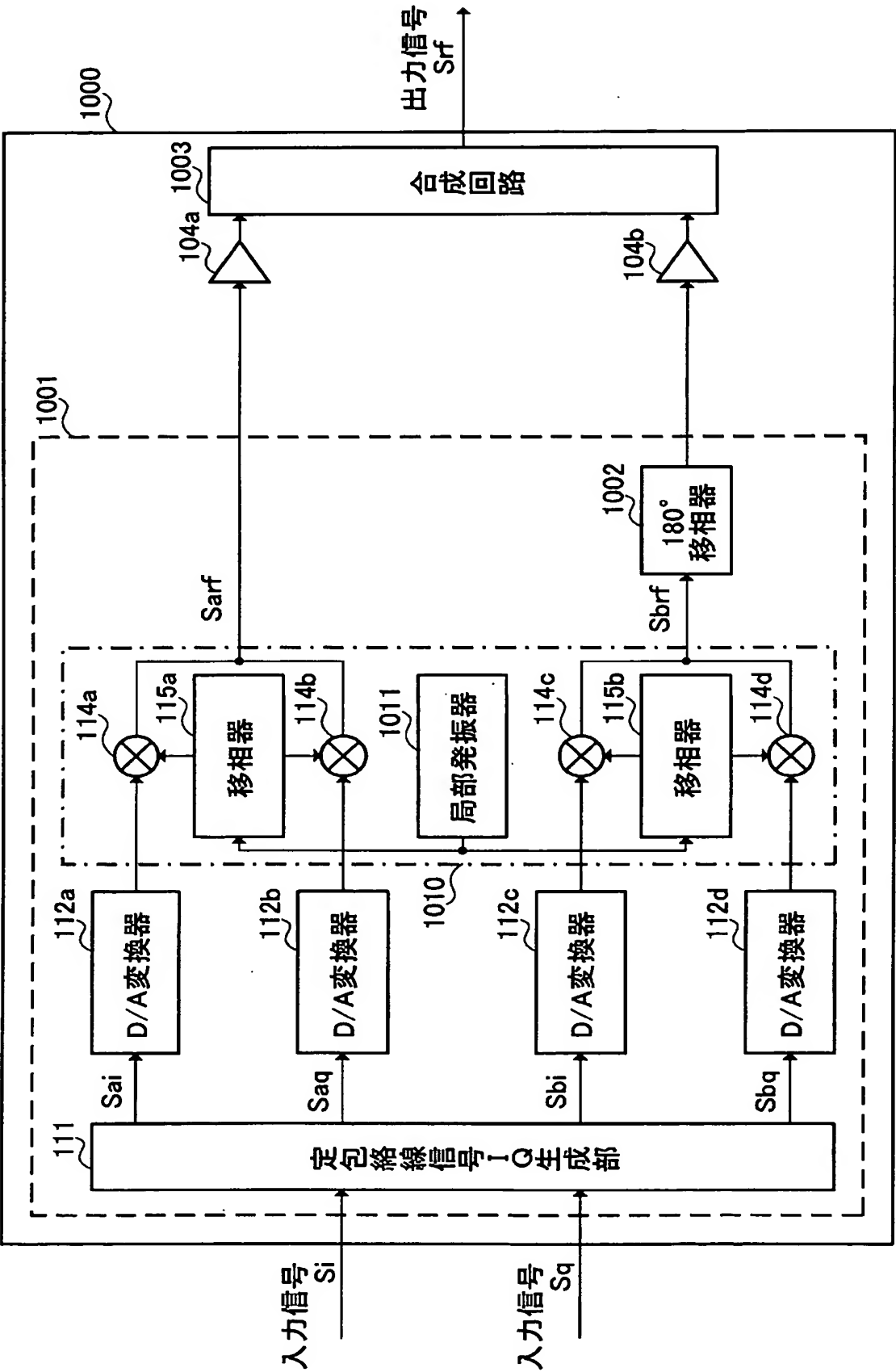
[図12]



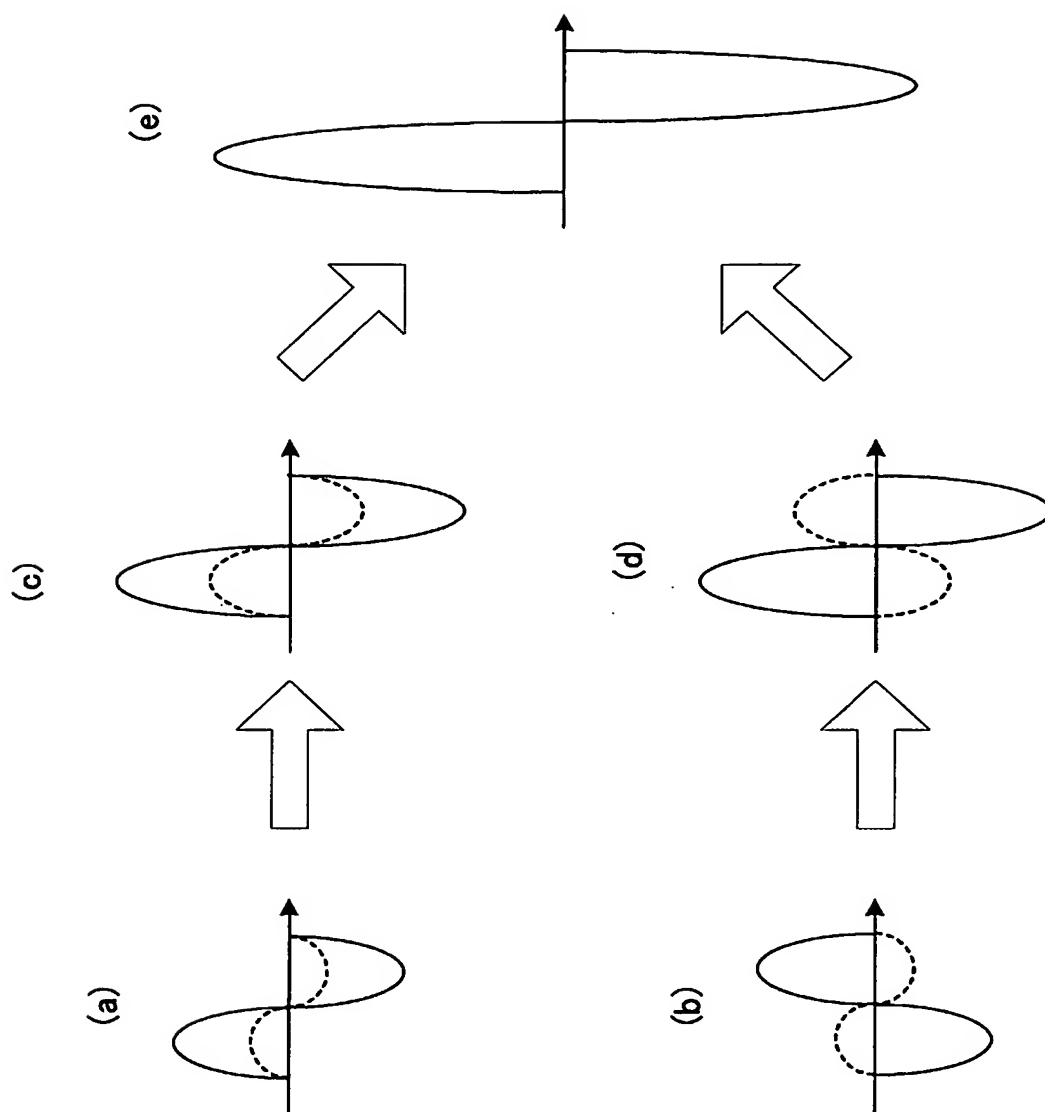
[図13]



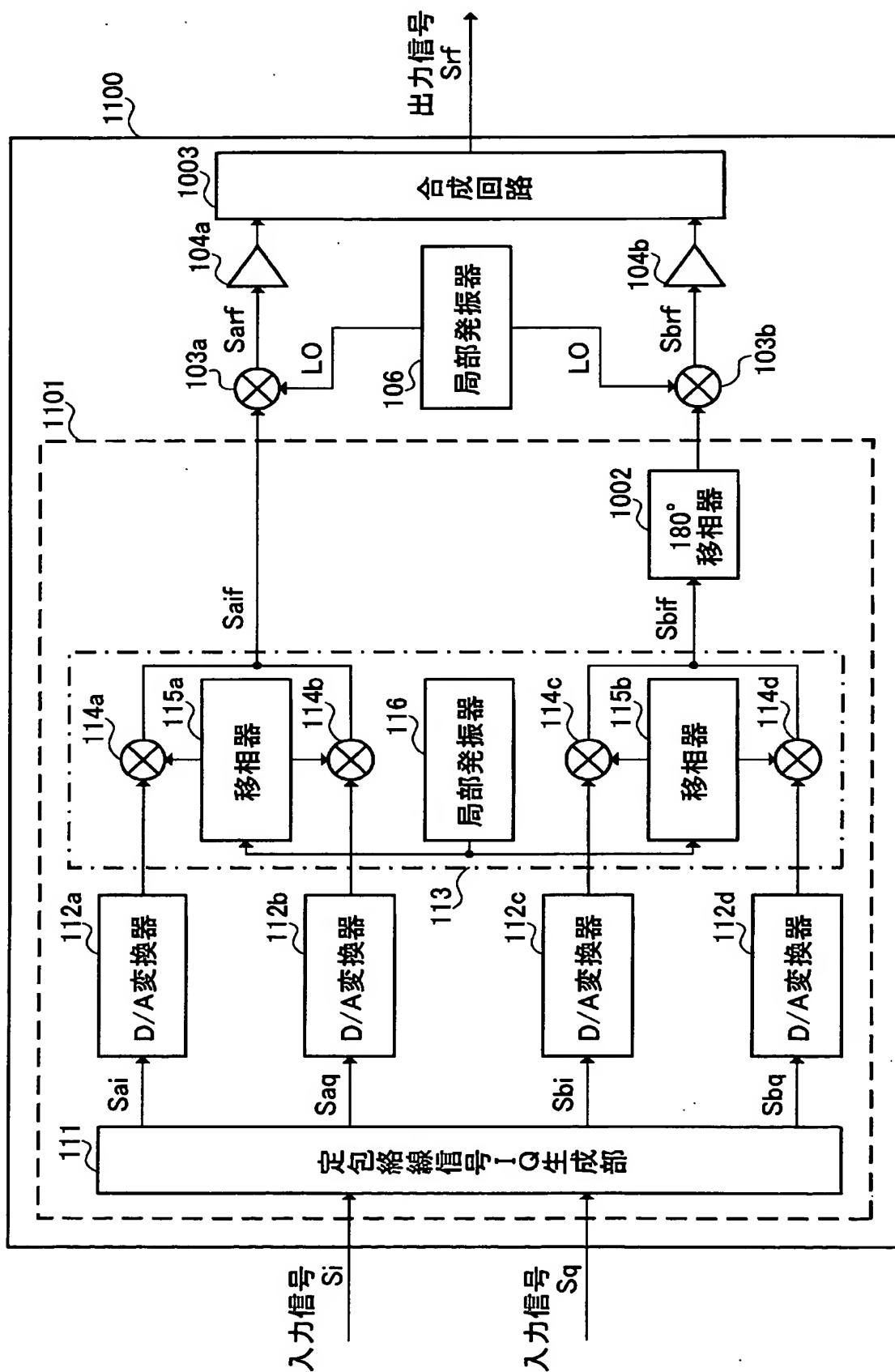
[図14]



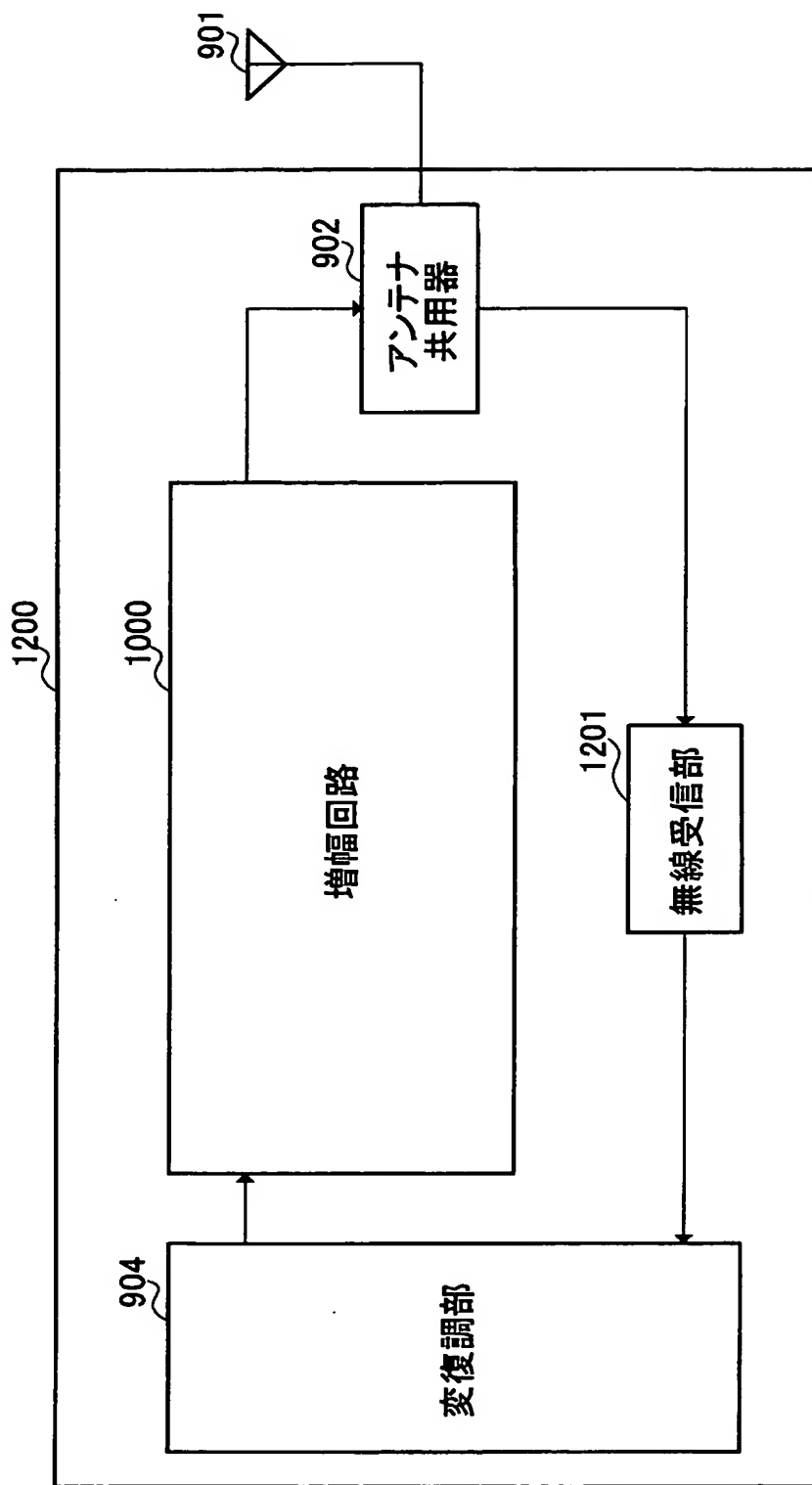
[図15]



[図16]



[図17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/015534

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H03F3/24, H04B1/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H03F3/24, H04B1/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-298357 A (SPC Electronics Corp.), 17 October, 2003 (17.10.03), Par Nos. [0020] to [0052]; Figs. 2, 3 (Family: none)	1-2, 4, 6-8
Y	JP 10-270947 A (Ando Electric Co., Ltd.), 09 October, 1998 (09.10.98), Par Nos. [0029] to [0039]; Fig. 4 (Family: none)	1, 2, 4, 6-8
Y	JP 2001-244752 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 07 September, 2001 (07.09.01), Par Nos. [0043] to [0047]; Figs. 6 to 8 (Family: none)	1-2, 4, 6-8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
18 January, 2005 (18.01.05)

Date of mailing of the international search report
01 February, 2005 (01.02.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/015534

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 9-261102 A (Toshiba Corp.), 03 October, 1997 (03.10.97), Par No. [0014]; Fig. 1 & US 5991612 A	4
A	JP 2000-209291 A (Hitachi, Ltd.), 28 July, 2000 (28.07.00), Par Nos. [0026] to [0032]; Fig. 5; Par Nos. [0037] to [0040]; Fig. 8 (Family: none)	3
A	JP 2002-101000 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 05 April, 2002 (05.04.02), Par Nos. [0021] to [0024]; Fig. 2 (Family: none)	1

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H03F3/24 H04B1/04

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H03F3/24 H04B1/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2003-298357 A (島田理化工業株式会社) 2003.10.17 段落【0020】-【0052】、第2, 3図 (ファミリーなし)	1-2, 4, 6-8
Y	JP 10-270947 A (安藤電気株式会社) 1998.10.09 段落【0029】-【0039】、第4図 (ファミリーなし)	1, 2, 4, 6-8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
18.01.2005

国際調査報告の発送日 01.2.2005

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
高木 進

5 J 8628

電話番号 03-3581-1101 内線 6442

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P 2001-244752 A (日本電信電話株式会社) 2001. 09. 07 段落【0043】 - 【0047】 , 第6-8図 (ファミリーなし)	1-2, 4, 6-8
Y	J P 9-261102 A (株式会社東芝) 1997. 10. 03 段落【0014】 , 第1図 & US 5991612 A	4
A	J P 2000-209291 A (株式会社日立製作所) 2000. 07. 28 段落【0026】 - 【0032】 第5図, 【0037】 - 【0040】 第8図 (ファミリーなし)	3
A	J P 2002-101000 A (松下電器産業株式会社) 2002. 04. 05 段落【0021】 - 【0024】 , 第2図 (ファミリーなし)	1